



Universidad  
Carlos III de Madrid

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones

## PROYECTO FIN DE CARRERA

# Comparativa de técnicas de precodificación ZF y MMSE en un sistema celular coordinado

Autor: Javier Muñoz Asensio

Tutor: Matilde P. Sánchez Fernández

Leganés, enero de 2011



Título: Comparativa de técnicas de precodificación ZF y MMSE en un sistema celular coordinado

Autor: Javier Muñoz Asensio

Director: Matilde P. Sánchez Fernández

## EL TRIBUNAL

Presidente: \_\_\_\_\_

Vocal: \_\_\_\_\_

Secretario: \_\_\_\_\_

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día \_\_ de \_\_\_\_\_ de 20\_\_ en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE



# Agradecimientos

El Proyecto fin de carrera representa la consecución de todo un sueño. No ha sido fácil llegar hasta aquí. Durante el transcurso de estos seis años de carrera, se han presentado buenos y malos momentos, pero no he estado solo en el camino. Por eso, en este apartado me gustaría plasmar unas líneas en forma de agradecimiento dedicado a todos aquellos que han formado parte de este sueño y que han intervenido en mi formación como persona.

Quiero comenzar estas líneas agradeciendo de todo corazón a aquellos que he tenido siempre a mí alrededor y que han hecho posible alcanzar este hito. GRACIAS a mi padre, Luis, por depositar tu confianza y no haber perdido nunca la fe en mí. A Encarna, mi madre, por estar siempre a mi lado apoyándome, por tu amor incondicional y tus sabios consejos y por ser el hombro en el que siempre me apoyo para seguir caminando. A mi hermano, Sergio, por despertar mi lado más sensible. A mi abuela Dolores y mis tíos Juan M. y Loli, por quererme como a un hijo y por no permitir que nunca me haya faltado de nada. Y de forma muy especial a mis tíos Juan A. y Alberto, cuántas conversaciones hemos tenido y cuánto he aprendido de vosotros durante el transcurso de estos años. Sin vuestro apoyo y vuestra gratitud nada de esto hubiera sido posible. Mi más sincero agradecimiento a todos ellos por el cariño y apoyo brindado durante el transcurso de todos estos años.

Quiero expresar mi más profunda gratitud a todos los profesores que de alguna forma me ayudaron a llegar hasta donde he llegado, en especial a mi directora de proyecto, la Dra. Matilde Pilar Sánchez Fernández. Sin tu ayuda académica, y sobre todo, sin la comprensión, la paciencia y la dedicación que me has prestado siempre, este trabajo nunca se habría acercado al resultado final.

También quiero dar las gracias a mis compañeros de carrera especialmente a aquellos con los que he convivido durante estos años y que todos ellos dejaron mucho tiempo atrás el calificativo de compañeros para convertirse en amigos. GRACIAS a Antonio, por ser como un hermano para mí, alguien en quien confiar, sé que siempre estarás ahí. A Juan por tu sentido del humor y de la amistad. A Javier C. por tu impresionante saber estar y tu gran personalidad, a Clara por tu enorme simpatía y dedicación hacia la familia sonimágica y por las charlas de ayuda. A J. Crespo, Jorge

H., Pablo, Rubén, Félix, Juan Carlos, Cristina L., Alex, Ana B., Marian, Cristina P., Ana, Lucia, Daniel C., Sergio M., Carlos P. y demás gente que han formado parte del camino ya que sin gente como vosotros esto no habría sido lo mismo.

Quiero expresar mi gratitud también a mi otra familia, la que he ido encontrando a lo largo de mi vida y que son y serán una parte fundamental de ella, mis amigos. GRACIAS a Manolo, Isa, Lucia, Oscar, Tania, Antonio, Antonio M., A. Galindo etc. por el interés, el apoyo, las llamadas, los viajes, las charlas tomando café, los torneos de futbol, por tantas y tantas cosas que resumo con la palabra AMISTAD.

Agradecer también, de forma muy especial a aquellas personas que de forma sentimental han acompañado mi corazón.

GRACIAS a todos ellos por el apoyo brindado, por ayudarme a apuntalar mis sueños, por permitirme llegar a ser lo que hoy soy. Lograr la titulación de ingeniero técnico de telecomunicaciones era todo un objetivo de mi vida. Todos ustedes fueron parte indispensable de todo esto.

GRACIAS.



# Índice general

<b>Índice General.....</b>	<b>1</b>
<b>Índice de figuras.....</b>	<b>4</b>
<b>Índice de tablas.....</b>	<b>8</b>
<b>Resumen.....</b>	<b>10</b>
<b>Capítulo 1. Introducción y objetivos.....</b>	<b>14</b>
1. Introducción.....	14
2. Estado del arte.....	16
3. Objetivos.....	19
4. Estructura de la memoria.....	20
5. Fases del desarrollo.....	22
<b>Capítulo 2. Conceptos teóricos previos.....</b>	<b>23</b>
1. Sistemas celulares.....	23
2. Características de propagación del canal radio.....	28
2.1. Propagación de la señal.....	28
2.2. Atenuación.....	29
2.2.1. Atenuación de gran escala.....	30
2.2.2. Atenuación de pequeña escala.....	31



2.2.3. Entorno de propagación en las simulaciones.....	32
3. Canal Multiple Input Multiple Output (MIMO).....	34
3.1. Introducción al canal MIMO.....	34
3.2. Modelo del canal MIMO.....	35
3.3. Sistemas MIMO punto a punto y multiusuario.....	36
3.3.1. Sistema MIMO punto a punto.....	37
3.3.2. Sistema MIMO punto a multipunto.....	37
4. Diversidad cooperativa.....	38
5. Cláusulas del proyecto.....	40
<b>Capítulo 3. Modelos de Transmisión.....</b>	<b>41</b>
1. Elementos comunes.....	41
2. Forzado a Cero, ZF.....	47
3. <i>Minimum Mean Square Error Constrained</i> , MMSE_C.....	49
4. <i>Minimum Mean Square Error Constrained <math>\gamma</math></i> , MMSE_C $\gamma$ .....	51
5. Implementacion y desarrollo de los modelos.....	52
<b>Capítulo 4. Escenario de simulaciones.....</b>	<b>55</b>
<b>Capítulo 5. Resultados.....</b>	<b>60</b>
1. Resultados obtenidos por el modelo ZF.....	62
2. Resultados obtenidos por el modelo MMSE_C.....	66
3. Resultados obtenidos por el modelo MMSE_C $\gamma$ .....	71
<b>Capítulo 6. Comparativa de los resultados obtenidos por los modelos ZF, MMSE_C y MMSE_C<math>\gamma</math>.....</b>	<b>75</b>
<b>Capítulo 7. Conclusiones y líneas futuras.....</b>	<b>81</b>
<b>Capítulo 8. Presupuesto.....</b>	<b>83</b>
<b>Referencias bibliográficas.....</b>	<b>85</b>



# Índice de figuras

Figura 2.1. Reutilización en frecuencia.....	24
Figura 2.2. (a) Estación base con antenas de elevada potencia y alta elevación dando servicio a un área extensa.....	25
Figura 2.2. (b) Estaciones base más pequeñas dando servicio a cada celda.....	25
Figura 2.3. Ejemplo de cluster de tamaño $N=7$ .....	25
Figura 2.4. Antenas sectorizadas cubriendo $120^\circ$ .....	26
Figura 2.5. Sistema celular con $N=7$ y $M=7$ .....	27
Figura 2.6. Reflexión.....	28
Figura 2.7. Difracción.....	29
Figura 2.8. (a) Dispersión.....	29
Figura 2.8. (b) Dispersión.....	29
Figura 2.9. Esquema general del canal MIMO.....	35
Figura 2.10. Diagrama de bloques de un sistema MIMO.....	42
Figura 3.1. Escenario hexagonal de tamaño $8 \times 8$ .....	43
Figura 3.2. Escenario concéntrico de interferencia con 19 estaciones base.....	44
Figura 3.3. Diagrama de bloques común de los tres modelos de estudio.....	56

Figura 4.1. (a) Escenario completo de distribución cuadrada con $\alpha=8$ estaciones base de lado.....	56
Figura 4.1. (b) Escenario completo de distribución cuadrada con $\alpha=8$ estaciones base de lado.....	56
Figura 4.1. (c) Escenario concéntrico con una estación base central y $\beta=3$ anillos circulares.....	56
Figura 4.1. (d) Escenario concéntrico con una estación base central y $\beta=3$ anillos circulares.....	56
Figura 4.2. Escenario con un usuario cercano al borde del escenario cuadrado de tamaño 8x8.....	57
Figura 4.3. (a) Usuarios uniformemente distribuidos en el sistema global.....	58
Figura 4.3. (b) Usuarios distribuidos en forma de malla en el sistema global.....	58
Figura 4.4. Escenario formado por 64 parejas estación base – usuario.....	59
Figura 5.1. (a) Eficiencia espectral del modelo ZF para el caso (1,1).....	62
Figura 5.1. (b) Tasa de bit media por usuario del modelo ZF para el caso (1,1).....	62
Figura 5.2. (a) Eficiencia espectral del modelo ZF para el caso (2,1).....	63
Figura 5.2. (b) Tasa de bit media por usuario del modelo ZF para el caso (2,1).....	63
Figura 5.3. (a) Eficiencia espectral del modelo ZF para el caso (3,2).....	64
Figura 5.3. (b) Tasa de bit media por usuario del modelo ZF para el caso (3,2).....	64
Figura 5.4. (a) Eficiencia espectral del modelo ZF para el caso (4,4).....	65
Figura 5.4. (b) Tasa de bit media por usuario del modelo ZF para el caso (4,4).....	65
Figura 5.5. (a) Eficiencia espectral del modelo MMSE_C para el caso (1,1).....	66
Figura 5.5. (b) Tasa de bit media por usuario del modelo MMSE_C para el caso (1,1).....	66
Figura 5.6. (a) Eficiencia espectral del modelo MMSE_C para el caso (2,1).....	67
Figura 5.6. (b) Tasa de bit media por usuario del modelo MMSE_C para el caso (2,1).....	67
Figura 5.7. (a) Eficiencia espectral del modelo MMSE_C para el caso (3,2).....	68

Figura 5.7. (b) Tasa de bit media por usuario del modelo MMSE_C para el caso (3,2).....	68
Figura 5.8. (a) Eficiencia espectral del modelo MMSE_C para el caso (4,4).....	69
Figura 5.8. (b) Tasa de bit media por usuario del modelo MMSE_C para el caso (4,4).....	69
Figura 5.9. (a) Eficiencia espectral del modelo MMSE_C $\gamma$ para el caso (1,1).....	71
Figura 5.9. (b) Tasa de bit media por usuario del modelo MMSE_C $\gamma$ para el caso (1,1).....	71
Figura 5.10. (a) Eficiencia espectral del modelo MMSE_C $\gamma$ para el caso (2,1).....	72
Figura 5.10. (b) Tasa de bit media por usuario del modelo MMSE_C $\gamma$ para el caso (2,1).....	72
Figura 5.11. (a) Eficiencia espectral del modelo MMSE_C $\gamma$ para el caso (3,2).....	72
Figura 5.11. (b) Tasa de bit media por usuario del modelo MMSE_C $\gamma$ para el caso (3,2).....	72
Figura 5.12. (a) Eficiencia espectral del modelo MMSE_C $\gamma$ para el caso (4,4).....	73
Figura 5.12. (b) Tasa de bit media por usuario del modelo MMSE_C $\gamma$ para el caso (4,4).....	73
Figura 6.1. Gráfica comparativa de los resultados obtenidos en cuanto a eficiencia espectral y tasa media de bit para los modelos ZF, MMSE_C y MMSE_C $\gamma$ bajo el caso (1,1).....	76
Figura 6.2. Gráfica comparativa de los resultados obtenidos en cuanto a eficiencia espectral y tasa media de bit para los modelos ZF, MMSE_C y MMSE_C $\gamma$ bajo el caso (2,1).....	76
Figura 6.3. Gráfica comparativa de los resultados obtenidos en cuanto a eficiencia espectral y tasa media de bit para los modelos ZF, MMSE_C y MMSE_C $\gamma$ bajo el caso (3,2).....	77
Figura 6.4. Gráfica comparativa de los resultados obtenidos en cuanto a eficiencia espectral y tasa media de bit para los modelos ZF, MMSE_C y MMSE_C $\gamma$ bajo el caso (4,4).....	77



# Índice de tablas

Tabla 5.1. Media y mejora en bits/símbolo del modelo ZF para los casos (1,1), (2,1), (3,2) y (4,4).....	65
Tabla 5.2. Media y mejora en bits/símbolo del modelo MMSE_C para los casos (1,1), (2,1), (3,2) y (4,4).....	69
Tabla 5.3. Media y mejora en bits/símbolo del modelo MMSE_C $\gamma$ para los casos (1,1), (2,1), (3,2) y (4,4).....	73
Tabla 6.1. Tabla comparativa de la tasa media obtenida por cada uno de los modelos para cada caso de estudio.....	79
Tabla 6.2. Recursos temporales consumidos por cada uno de los modelos para cada caso de estudio.....	79
Tabla 7.1. Presupuesto según los recursos consumidos.....	83





# Resumen

El presente documento aborda primeramente el estudio teórico de varios conceptos importantes: los sistemas celulares, la tecnología MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) y la diversidad cooperativa, para más adelante centrarse en el desarrollo, implementación, análisis y posterior comparativa de varias estrategias de precodificación lineal utilizadas en transmisión, cuyo objetivo es el de reducir y/o eliminar la interferencia entre usuarios en un sistema celular multi-usuario coordinado en el que se emplean antenas MIMO.

La primera estrategia estudiada emplea lo que se denomina “Forzado a Cero”(Zero Forcing ZF), una técnica subóptima que se centra en la idea de la inversión del canal, y donde las señales son transmitidas de tal forma que cada usuario recibe solo la señal cuya información va dirigida a él.

En segundo lugar, se estudia un algoritmo que trata de minimizar el error cuadrático medio (MMSE, del inglés *Minimum Mean Squared Error*) teniendo en cuenta cierta restricción en potencia. Con esta técnica se consigue una mejora del régimen binario.

En tercer lugar se lleva a cabo un estudio de otro modelo que sigue también el criterio MMSE que trata de minimizar el error cuadrático medio, pero en este caso veremos cómo se alcanzan altas tasas de transmisión pero a menor coste computacional.

Finalmente a partir de los resultados obtenidos mediante la simulación, se efectúa una comparativa de las distintas técnicas estudiadas, donde se analizarán las prestaciones de cara a una quizás posible implantación en sistemas de comunicaciones presentes y futuros.

**Palabras clave:** sistemas celulares, MIMO, diversidad cooperativa, Forzado a Cero, MMSE.



# Abstract

Firstly the present document approaches the theoretical study of several important concepts: cellular systems, MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) technology and cooperative diversity, hereinafter to centre on the development, implementation, analysis and later comparative of several linear precoding strategies used on transmission, whose objective is to reduce and / or to eliminate the interference between users in a cellular system coordinated multi-user in whom antennas MIMO are used.

The first strategy studied uses Zero Forcing technology, ZF, a subideal technology that centres on the idea of the investment of the channel, and where the signals are transmitted in such a way that every user receives only the signal which information is directed him.

The second algorithm studied tries to minimize the Minimum Mean Squared error, MMSE) considering power restrictions in the system. With this technology we scope an improvement of the binary rate.

Thirdly, another model is studied, who follows the MMSE strategy, that tries to minimize the minimum mean squared error, but in this case we will see how discharges reach rates of transmission but to less computational cost.

Finally the comparative one is effected from the results of the simulation of the different studied technologies, where the features will be analyzed with a view to one probably possible implantation in present and future communications systems.

**Keywords:** cellular systems, MIMO, cooperative diversity, Zero Forcing, MMSE.



# Capítulo 1

## Introducción y objetivos

En este primer capítulo introductorio se pretende dar una visión al lector de los aspectos que han motivado la realización del presente proyecto, los principales objetivos que persigue y los medios necesarios para su consecución.

### 1.1. Introducción

En los últimos años, en el mundo de las telecomunicaciones se han producido cuantiosos avances que aún cuesta asimilar. Las tecnologías inalámbricas, como la telefonía móvil de tercera generación, las redes inalámbricas personales (*Bluetooth*, *ZigBee*), locales (*Wi-Fi*), metropolitanas (*Wi-Max*) y de difusión (*LMDS*, *Local Multipoint Distribution Service* o *DVB-T*, *Digital Video Broadcasting – Terrestrial*) han tenido un significativo desarrollo e implantación en la sociedad actual, hasta el punto de que han cambiado los hábitos y costumbres de aquellas personas que utilizan las tecnologías citadas anteriormente en su vida cotidiana.

Debido a la limitación que tiene el ancho de banda utilizable en los sistemas inalámbricos y el aumento de la demanda de mayores tasas de transmisión, mejoras en la señal frente al ruido, etc. se hace necesario la investigación y el desarrollo de nuevos modelos de transmisión que permitan mejorar las prestaciones de los sistemas actualmente implantados.

Como consecuencia, se están siguiendo diferentes estrategias que se encargan, en su mayor parte, de realizar mejoras en la codificación, reutilización de frecuencias, inclusión de sistemas *MIMO* (*Multiple-Input Multiple-Output*) y cancelación de interferencias, entre otras.

Los sistemas MIMO son una prometedora alternativa, en cuanto a búsqueda de técnicas que permitan un mejor aprovechamiento del ancho de banda utilizable, ya que se trata de un escaso recurso. Durante los últimos años la tecnología MIMO ha sido aclamada en las comunicaciones inalámbricas ya que el aumento del número de antenas, tanto en transmisión como en recepción, ofrece la posibilidad de alcanzar mejoras sustanciales en los parámetros de comunicación [1] [2].

La tecnología MIMO presenta tres principales formas de implementación: diversidad espacial, conformado de haz y multiplexación espacial. El presente proyecto se centra en la tecnología de conformado de haz, la cual permite una máxima radiación de la señal deseada hacia el usuario, reduciéndose la señal en la dirección de los usuarios interferentes. Esta técnica utiliza dos modelos de ecualizadores para poder hallar la matriz de pesos que lo hace posible: *Zero Forcing* (ZF) y el *Minimum Mean Squared Error* (MMSE) [3].

El presente proyecto aborda el estudio del modelo establecido como “Forzado a Cero” (en inglés, *Zero Forcing*, ZF) que consiste en una técnica de precodificación lineal que se centra en la inversión del canal cuyo algoritmo emplea una baja complejidad relativa en comparación con el modelo MMSE que trata de minimizar el error cuadrático medio entre lo transmitido y la señal recibida, ambos con el fin de lograr eliminar y/o reducir la interferencia entre usuarios y así lograr una alta eficiencia espectral.

Recientemente han sido desarrollados estudios de sistemas multiusuario [4] [5], mostrando que es posible alcanzar mejoras en la capacidad, empleando técnicas como la “diagonalización por bloques” o la estrategia de cero o la “codificación en papel sucio” (en inglés *Dirty Paper Coding*, DPC) que utiliza la información del estado del canal y el conocimiento previo de las señales de los usuarios, para transmitir simultáneamente a múltiples usuarios reduciéndose en gran medida las interferencias. Estos métodos presentan el inconveniente de una altísima complejidad computacional y su dificultad de implementación en la práctica.

## 1.2. Estado del arte

Planteamos como estado del arte la descripción de la evolución histórica de la tecnología MIMO y de los sistemas celulares, además de introducir el concepto de diversidad cooperativa, es decir, simplemente se realiza una descripción de la evolución de dichas tecnologías y cuáles son las tendencias del futuro.

Las tecnologías inalámbricas han tenido mucho auge y desarrollo en estos últimos años, llegando a estar omnipresentes en la sociedad actual.

Numerosos estudios en sistemas de comunicación inalámbricos han mostrado que la tecnología MIMO, que básicamente consiste en el empleo múltiples antenas tanto en transmisión como en recepción, ofrece la posibilidad de comunicación sin hilos a tasas de transmisión más altas y el consiguiente aumento de la capacidad de transmisión en comparación con sistemas de una única antena en transmisión y recepción [1].

Las primeras ideas sobre este tipo de sistemas pueden encontrarse en los trabajos de A. R. Kaye y D. A. George (1970) [6] y W. van Etten (1975 y 1976) [7], así como en los artículos sobre conformado de haz publicados por Winters y Jack Salz, de *Bell Labs* a finales de los 80 y principios de los 90 [8] [9].

Sin embargo, podemos considerar como el verdadero comienzo de las técnicas MIMO el trabajo de A. Paulraj y T. Kailath en 1994 [10], año en que se propone el concepto de multiplexado espacial utilizando técnicas MIMO. En 1998, M. J. Gans y G. J. Foschini realizaron un nuevo y más profundo estudio de los límites de la tecnología MIMO [2] [11]. Posteriormente, ese mismo año 1998, *Bell Labs* fue la primera compañía en presentar un prototipo de laboratorio basado en multiplexación espacial.

En lo referente a estándares, tales son las prestaciones que introducen las técnicas MIMO que actualmente podemos encontrarlas integradas en los sistemas celulares de tercera generación (3G), como la extensión de acceso de paquetes en enlace descendente de alta velocidad (HSDPA) del acceso múltiple por división de código de banda ancha (WCDMA); en el estándar IEEE 802.11n, para redes WLAN; y en IEEE 802.16, para redes metropolitanas inalámbricas (WMAN), entre otros.

En cuanto a aplicaciones comerciales, el primer sistema comercial con tecnología de acceso múltiple por división ortogonal en frecuencia (MIMO-OFDMA), fue desarrollado por *Iospan Wireless Inc.* en 2001. A partir de 2006, otras compañías, como *Beceem Communications*, *Samsung*, *Runcom Technologies*, etc., han desarrollado soluciones basadas también en MIMO-OFDMA para el estándar de telefonía móvil de banda ancha IEEE 802.16e WIMAX, así como sistemas MIMO-OFDM para el estándar WiFi 802.11n.

Así pues, se aprecia que tras la innovación y el desarrollo de la tecnología MIMO en las últimas décadas, los sistemas celulares han encontrado una forma de incrementar sus tasas de datos, además de lograr una alta eficiencia espectral, alcanzando una gran evolución de este sistema.

Los sistemas celulares han sufrido numerosos avances desde sus inicios allá por la década de los 40. El concepto de sistema “celular” surgió en los *Bell Labs* de AT&T en 1947, donde se propuso dividir las grandes áreas de cobertura de transmisiones radio móviles en áreas más pequeñas, que permitieran la reutilización de frecuencias portadoras en puntos suficientemente distanciados como para gozar de aislamiento radioeléctrico. A partir de estas ideas, ese mismo año AT&T propuso a la FCC (*Federal Communications Commission*), organismo que regula las comunicaciones en los Estados Unidos, la identificación de una banda espectral lo suficientemente grande como para que fuera factible el despliegue de un sistema a gran escala y constituyera, por tanto, un incentivo para efectuar la investigación y desarrollo necesario para llevar el concepto celular a la realidad. Pero no fue hasta 1968 cuando la FCC decidió ampliar la asignación del espectro para servicios de telefonía móvil [12]. El primer radioteléfono fue introducido en Estados Unidos en el año 1973 por Martin Cooper (considerado como "el padre de la telefonía celular"). En 1977 los *Bell Labs* desarrollaron un prototipo de sistema telefónico celular, puesto en pruebas en 1978 en Chicago. Sin embargo, y a causa de la lentitud de la FCC, fue Japón quien tuvo el honor de ser el primer país en introducir el primer sistema comercial celular en 1979 por medio de la compañía NTT, seguido por los países nórdicos en 1981. Por otro lado, en Estados Unidos, gracias a que la FCC por fin adoptó reglas para la creación de un servicio comercial de telefonía celular, en 1983 se puso en funcionamiento el primer sistema comercial en la ciudad de Chicago [12].

La tecnología tuvo gran aceptación, por lo que al poco tiempo de implantarse se empezó a saturar el servicio. Como consecuencia, se produjo la necesidad de desarrollar e implantar otras formas de acceso múltiple al canal y transformar los sistemas analógicos a digitales, con el objeto de darles cabida a más usuarios.

Para separar una etapa de la otra, la telefonía celular se ha caracterizado por contar con diferentes generaciones:

La primera generación (1G) de la telefonía móvil nació en 1979 y se caracterizó por ser de origen analógico y permitir la transmisión de voz pero no datos. La calidad de los enlaces era muy baja y presentaban una baja velocidad. Empleaba la tecnología FDMA, (*Frequency Division Multiple Access*) y, además, la seguridad apenas existía. La tecnología predominante de esta generación fue AMPS (*Advanced Mobile Phone System*), desarrollado por *Bell Labs*. En 1985, surge en Europa la bautizada como TACS (*Total Access Communications System*) y que engloba a todas aquellas tecnologías de comunicaciones móviles analógicas. Actualmente esta tecnología ha quedado obsoleta.

Debido a la sencillez y las limitaciones de la primera generación, nace la segunda generación (2G) que se hizo esperar hasta la década de los 90 y marcó el cambio de la telefonía móvil analógica a digital, lo que supuso una enorme mejora en cuanto a la capacidad de transmisión de datos. La principal característica es la capacidad de transmitir datos además de voz. Los protocolos empleados soportan velocidades de información más altas para la voz, pero estas quedan limitadas en comunicación de datos. Aún así se pueden ofrecer servicios auxiliares, como datos, fax y SMS (*Short Message Service*). Las tecnologías predominantes para la 2G son: GSM (*Global System Mobile Communications*) que operaba en la banda de 900Hz; IS-136 (conocido también como TIA/EIA136 o ANSI-136), CDMA (*Code Division Multiple Access*) y PDC (*Personal Digital Communications*), éste último utilizado en Japón.



En 2001 surge la generación 2.5G como una mejora de la 2G previa a la 3G, ofreciendo mayores velocidades y características extendidas, ya que cuenta con más capacidades adicionales que los sistemas 2G, como: GPRS (*General Packet Radio System*), HSCSD (*High Speed Circuit Switched*), EDGE (*Enhanced Data Rates for Global Evolution*), IS-136B e IS-95Bm entre otros.

La tercera generación (3G) o UMTS (*Universal Mobile Telephone System*) es la respuesta a la especificación IMT-2000 de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT). El estándar UMTS está gestionado por la organización 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) que se encarga de la supervisión del proceso de elaboración de estándares relacionados con 3G. Los servicios asociados con la tercera generación proporcionan la posibilidad para transferir tanto voz y datos (una llamada telefónica) y datos no-voz (como la descarga de programas, intercambio de correo electrónico, y mensajería instantánea). Los protocolos empleados en los sistemas 3G soportan altas velocidades de información de hasta 384 kbps/2 Mbps y están enfocados para aplicaciones multimedia (video en movimiento, videoconferencia, etc.) [13].

Los tiempos se acortan cada vez más, así el sucesor del actual 3G, la llamada cuarta generación (4G) podría llegar en los próximos años, pero para ello hacen falta desarrollar estándares, algo que la Unión Internacional de Telecomunicaciones y el WWRF (*World Wireless Research Forum*) están intentando acordar. La 4G basa su sistema en IP, es decir es una red de redes y contará con muchas tecnologías en convergencia. Suministrará velocidades de entre 100Mbps en movimiento y 1Gbps en reposo además de proveer una gran cantidad de servicios: desde mensajería multimedia hasta TV de alta definición, DVB, vídeo chat, y vídeo y televisión por demanda, entre otras [14] [15].

Como se ha comentado en los párrafos anteriores, el auge de la tecnología IP y de las comunicaciones multimedia demanda mayores velocidades de transmisión y anchos de banda superiores, a pesar de que el canal de comunicación inalámbrico es un medio hostil debido a los desvanecimientos generados por la propagación multicamino, que reduce la calidad y fiabilidad del canal y en consecuencia la velocidad de comunicación.

En la actualidad, se están realizando estudios acerca de un nuevo tipo de red inalámbrica denominada ad-hoc [16] [17]. Este nuevo sistema tiene como principal atractivo el uso del concepto de diversidad cooperativa, que demuestra que mediante la colaboración entre usuarios se permite reducción de las pérdidas por multicamino y reducción de interferencia. Sin embargo, aplicar el concepto de diversidad cooperativa a la coordinación de celdas en sistemas celulares, es hoy un problema complejo, que se encuentra en una fase muy primitiva de su desarrollo.

## 1.3. Objetivos

El objetivo principal de este proyecto consiste en el desarrollo, implementación y análisis de diferentes modelos de transmisión que emplean técnicas de precodificación lineal para conseguir una reducción y/o cancelación de la interferencia entre usuarios en un entorno celular multiantena coordinado con el propósito de analizar los resultados obtenidos y realizar una posterior comparación de estos resultados y comprobar el tipo de prestaciones que se alcanzan.

En primer lugar, se realizará el desarrollo e implementación del modelo basado en técnicas de Forzado a Cero, ZF, en el que realizando una inversión del canal, se consigue que la información que se transmite a un cierto usuario sea ortogonal a la información dirigida a todos los demás usuarios. Esta técnica de inversión del canal es una técnica subóptima y analizaremos el porqué y en qué casos es conveniente utilizarla.

El documento continuará con el análisis de los dos modelos de estudio basados en técnicas que tratan de reducir el mínimo error cuadrático medio de la señal de error, el denominado modelo MMSE\_C y MMSE\_C $\gamma$ , cuyo objetivo será comprobar que se consiguen alcanzar mayores tasas de bit que las logradas con el modelo de Forzado a Cero.

Una vez analizados los modelos, se realizará una comparativa para comprobar qué prestaciones se obtienen con cada modelo y bajo qué condiciones.

En última instancia, tendrá lugar un apartado en el que se estudiarán las conclusiones alcanzadas tras efectuar las simulaciones oportunas y analizar los resultados de la comparativa realizada para los tres modelos.

## 1.4 Estructura de la memoria

Para facilitar al lector un sencillo seguimiento de la memoria, se incluye a continuación un breve resumen de cada capítulo donde se describen los aspectos más importantes que se van a tratar en cada uno de los apartados de la memoria.

En primer lugar se ha mostrado el primer capítulo introductorio, donde se proporciona un enfoque de las motivaciones que han dado lugar al desarrollo del proyecto, los principales objetivos que se pretenden alcanzar y los medios necesarios para su consecución.

Posteriormente, el segundo capítulo introduce una serie de conceptos teóricos necesarios para la comprensión de los siguientes apartados. Inicialmente este capítulo contiene, además de un apartado importante donde se presta atención a los sistemas celulares y el porqué de su utilización, un apartado donde tiene lugar un análisis de las principales características de un canal inalámbrico y cómo afectan a la propagación de la señal. El siguiente apartado muestra una descripción de los sistemas MIMO, señalando las numerosas mejoras que introducen estos sistemas y un análisis de los diferentes posibles escenarios para un sistema MIMO, ya sean punto a punto o punto a multipunto. Otro apartado le sigue exponiendo la importancia del concepto de diversidad cooperativa en los sistemas celulares para alcanzar mejoras significativas en las características del sistema y un último apartado donde se introducen ciertas cláusulas a tener en cuenta en el desarrollo del proyecto.

El proyecto continúa con el tercer capítulo donde se realiza una descripción de los conceptos comunes que comparten los tres modelos de estudio para dar una primera perspectiva sobre el escenario de trabajo, y un posterior estudio de cada uno de los tres modelos de precodificación lineal usados en transmisión: el modelo de Forzado a Cero, ZF, que consigue que la señal con información destinada a un usuario sea ortogonal al resto de usuarios, por medio de la técnica de la inversión del canal y los modelos basados en la reducción del mínimo error cuadrático medio MMSE\_C y MMSE\_C $\gamma$ , que emplean algoritmos diferentes bajo alguna restricción para alcanzar dicho objetivo.

Resulta también importante el análisis en el cuarto capítulo del escenario parametrizable que permite realizar modificaciones en diferentes aspectos como son el tamaño del escenario, número de usuarios y estaciones base, número de antenas transmisoras y receptoras, diferentes distribuciones de usuarios, diferentes modelos de desvanecimiento, etc. con el fin de poder realizar un sinnúmero de experimentos sobre las redes celulares inalámbricas.

A continuación tendrá cabida el quinto capítulo de análisis de los resultados obtenidos tras la simulación de los diferentes modelos de estudio. Estos análisis pretenden mostrar una mejora sustancial en lo que se refiere a un incremento de la tasa de bit y una reducción/eliminación de interferencias entre usuarios.

Otro aspecto a tener en cuenta es que tras previa obtención de los resultados de cada modelo, el capítulo sexto introducirá una comparativa de dichos resultados para analizar conjuntamente el comportamiento de cada modelo bajo ciertas condiciones de estudio y así comprobar qué modelo obtiene mejores prestaciones.

En el séptimo se capítulo se elaboran unas conclusiones de los resultados obtenidos y unas líneas futuras que permitan proseguir el camino para posibles desarrollos de modelos e investigaciones en posteriores estudios.

Finalmente, el presente documento acabará con un último capítulo en el que se elabora el presupuesto del proyecto, teniendo en cuenta los diferentes factores y costes implícitos en la elaboración del proyecto.

## 1.5 Fases del desarrollo

La metodología empleada durante el desarrollo del proyecto es la del “diseño incremental” que consiste en, a partir de un prototipo base, verificar su funcionamiento mediante primero, su análisis y una posterior depuración y prueba, y continuar el diseño incluyendo o modificando las funcionalidades/los módulos necesarios de manera que el código se adapte a los modelos de estudio. El proceso termina cuando, una vez que la aplicación cumple todos los requisitos y funciona correctamente, se realizan las simulaciones y pruebas necesarias y se analizan y comparan los resultados obtenidos con cada modelo.

En cuanto a las fases de trabajo, el desarrollo del proyecto comprende las siguientes:

- Recopilación y estudio de la bibliografía básica necesaria para la realización del proyecto.
- Período de familiarización con el software a emplear para el desarrollo de la aplicación: Matlab.
- Diseño y programación de la aplicación, siguiendo la metodología señalada.
- Elaboración de la memoria correspondiente justificando la realización del proyecto, detallando sus diferentes fases, proponiendo posibles mejoras e incluyendo las conclusiones obtenidas del trabajo realizado.

# Capítulo 2

## Conceptos teóricos previos

Este capítulo pretende introducir al lector una serie de conocimientos teóricos importantes que ayudarán a la comprensión de conceptos tales como: en qué consiste un sistema celular, cuáles son las principales características de un canal inalámbrico y cómo afectan a la propagación de la señal, qué son los sistemas MIMO, mostrando las numerosas mejoras que introducen y los diferentes escenarios posibles para este tipo de sistemas, o la importancia del concepto de diversidad cooperativa como tecnología para potenciar aun más las cualidades de los sistemas celulares multiantena, todo ello con el fin de visualizar, desde una perspectiva razonable, las consecuencias de combinar dichos conceptos.

### 2.1. Sistemas celulares

Los sistemas celulares serán los que nos permitan parametrizar una red en función del número de antenas tanto en transmisión como en recepción, número de usuarios en la red, número de estaciones base, separación entre estaciones base, etc. con el propósito de poder realizar un sinnúmero de experimentos en una red inalámbrica determinada.

El concepto de sistema celular, proviene de la idea de que el área de cobertura de un operador de un sistema de comunicaciones inalámbrico sea dividida en celdas o

células. Dicho concepto supuso un gran avance en la resolución del problema de la congestión espectral y la capacidad del usuario.

Una celda corresponde a una zona cubierta por un área determinada donde una estación base transmisora o una pequeña colección de ellas, prestan servicio a los usuarios comprendidos bajo dicha área. El tamaño de la celda depende de varios parámetros a tener en cuenta: la potencia de transmisión de la estaciones base, la banda de frecuencia utilizada, altura y posición de la torre de la antena, el tipo de antena, la topografía del área y la sensibilidad del radio receptor [18].

Los sistemas celulares emplean el canal radio o inalámbrico para la transmisión de información. Un canal de radio,  $F$ , consiste en un par de frecuencias (una para la transmisión de bajada y otra para la de subida) que son usadas para una operación *full-duplex*. Un canal de radio en particular,  $F_1$ , es usado en una zona geográfica llamada celda,  $C_1$ , con un radio de cobertura  $R$ . Este mismo canal (frecuencia) puede ser usado en otra celda mientras que exista una distancia  $D$  de separación lo suficientemente grande, también denominada distancia de reuso (Figura 2.1).

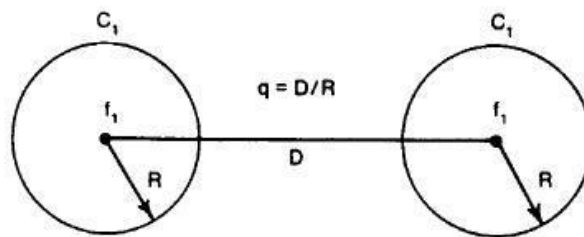


Figura 2.1. Reutilización en frecuencia.

A este concepto se le conoce como reutilización de frecuencias y se basa en el uso eficiente del ancho de banda de radio, ya que éste es un recurso limitado. Esta técnica permite usar las mismas frecuencias portadoras, o radiocanales, para cubrir distintas áreas lo suficientemente distanciadas para evitar lo que se conoce como interferencia co-canal. Dado que se utiliza la misma frecuencia en dos celdas diferentes al mismo tiempo, un filtro no puede aislar la interferencia co-canal. Una solución para reducir la interferencia consiste en separar geográficamente dichas celdas. Se define el factor de reducción de interferencia co-canal o tasa de reuso co-canal como:

$$q = \frac{D}{R} \quad \text{Ecuación 2.1.}$$

De esta manera, cuanto mayor es  $q$ , menor es la interferencia co-canal por lo que se consigue mejorar la calidad de transmisión, y viceversa.

Otra solución consiste en que cada estación base debe transmitir a una potencia; lo suficientemente baja para no producir interferencia co-canal y lo suficientemente alta para proveer de servicio a toda la celda. Es decir, en lugar de cubrir un área de cobertura extensa mediante un único sitio de transmisión con una única estación base de alta potencia y alta elevación, se subdivide el área total a la que se pretende dar servicio en

sub-áreas, células o celdas, en donde cada sub-zona dispone de una estación base más pequeña, que transmite a menor potencia proporcionando cobertura a una pequeña porción del área de servicio (Figura 2.2 (a) y (b)) [18].

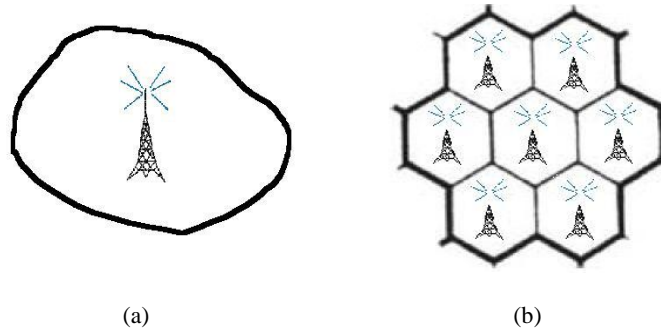


Figura 2.2. (a) Estación base con antenas de elevada potencia y alta elevación dando servicio a un área extensa. (b) Estaciones base más pequeñas dando servicio a cada celda.

Por tanto, la probabilidad de interferencia se reduce cuanto más grande sea la distancia de reuso y/o cuantos más bajos sean los niveles de potencia transmitida usadas por las estaciones base en celdas co-canal. De esta manera, un sistema celular usa la combinación de control de potencia y planificación de frecuencia para prevenir interferencia [19].

El principal propósito de definir células es delinear zonas en las cuales se usa cada canal. Es necesario un grado de confinación geográfica para evitar la interferencia co-canal. En principio, el área de cobertura de las celdas no necesita ser regular y no necesitan tener una forma geométrica definida, aunque en la práctica, para evitar solapamiento y/o espacios vacíos entre celdas contiguas, sí que es necesaria una estructura geométrica definida.

De esta manera, el diseño de un sistema celular podría estar basado en celdas con forma de cuadrados o triángulos equiláteros pero, por razones de dibujo y relaciones geométricas los diseñadores de sistemas de los Laboratorios Bell adoptaron la forma de hexágono (Figura 2.3). Al área formada por  $N$  celdas adyacentes que utilizan canales diferentes (frecuencias diferentes), se le denomina *cluster*.

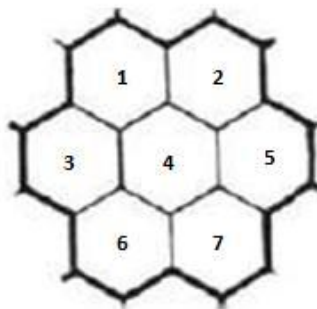


Figura 2.3. Ejemplo de cluster de tamaño  $N=7$ .



Cuando empleamos hexágonos para cubrir el área de servicio de un operador, las estaciones base pueden estar situadas tanto en el centro de las células como en tres de las seis esquinas de cada célula. Normalmente las estaciones base que utilizan antenas omnidireccionales se suelen colocar en el centro de las celdas, mientras que las estaciones base que emplean antenas de dirección selectivas (sectorizadas) suelen situarse en las esquinas de las células, cubriendo cada una de ellas  $120^\circ$  (Figura 2.4) [19].

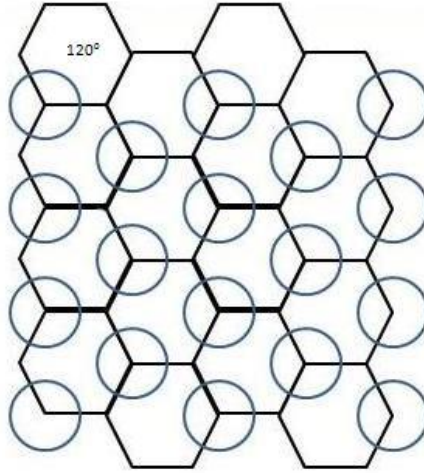


Figura 2.4. Antenas sectorizadas cubriendo  $120^\circ$ .

A la hora de dimensionar un sistema celular, supongamos que dispone de un total de  $S$  canales dúplex disponibles, donde a cada célula se le coloca un grupo de  $k$  canales, siendo  $k < S$ , y si los  $S$  canales se dividen en  $N$  células dentro de un grupo único y disjunto (*cluster*), el número total de canales radio disponibles se puede expresar como:

$$S = kN \quad \text{Ecuación 2.2}$$

Además, si un *cluster* se repite un número de  $M$  veces dentro de un sistema, el número total de canales dúplex,  $C$ , se puede usar como una medida de la capacidad, y viene dado por:

$$C = MN \quad \text{Ecuación 2.3}$$

Por consiguiente, si aumentamos el tamaño del *cluster*,  $N$ , mientras se mantiene fijo el radio,  $R$ , de la célula, la distancia entre celdas co-canal, es decir, la distancia de reuso,  $D$ , aumentará, reduciéndose así la probabilidad de interferencia (Figura 2.4).



## 2.2. Características de Propagación del Canal Radio

Antes de comenzar a analizar el canal MIMO, es conveniente introducir unos conceptos teóricos importantes que permitan al lector alcanzar un buen entendimiento acerca del canal inalámbrico, la propagación de la señal, los parámetros físicos clave y las cuestiones que modelan, de manera que permitan el análisis de un sistema práctico.

### 2.2.1 Propagación de la señal

Dependiendo del medio físico para el que se transmita la señal, las comunicaciones se pueden dividir básicamente en dos tipos: las comunicaciones por cable, por un lado, en las que el canal es estacionario y predecible, y las comunicaciones inalámbricas, en las que el canal es extremadamente aleatorio y por lo tanto impredecible. En este último caso, los modelos estadísticos son los que nos van a permitir analizar este tipo de canal.

En cuanto a la propagación de la señal en los sistemas inalámbricos, ésta se ve afectada por tres tipos de mecanismos [20]:

**Reflexión:** sucede cuando una onda electromagnética incide sobre un objeto cuyas dimensiones son mucho mayores que la longitud de onda de la señal radio, produciendo que parte de la señal sea reflejada desde la superficie con el mismo ángulo del rayo incidente y otra parte penetre a través de la superficie (refracción).

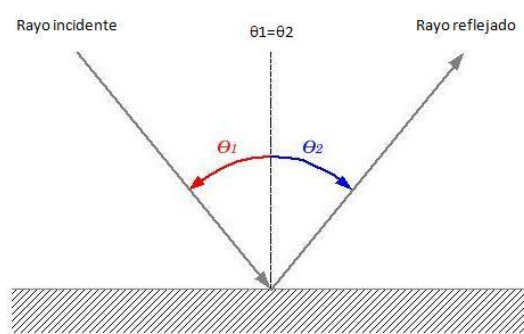


Figura 2.6. Reflexión.

**Difracción:** ocurre cuando el trayecto de propagación de la señal radio entre transmisor y receptor se ve obstruido por objetos que poseen irregularidades como esquinas o bordes marcados. Las ondas doblan en dicho borde del obstáculo, creando nuevos frentes de onda incluso cuando no hay línea de vista directa entre transmisor y receptor.

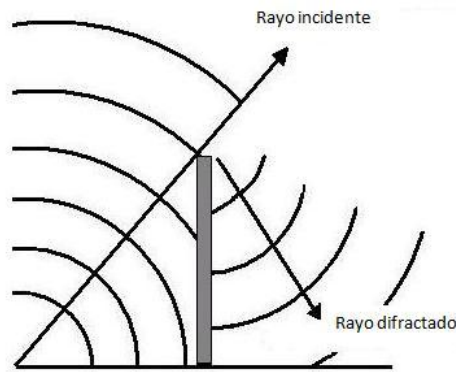


Figura 2.7. Difracción.

**Dispersión o scattering:** se produce cuando la onda propagada viaja a través de obstáculos cuyas dimensiones son menores que la longitud de onda de la señal, y cuando el número de obstáculos por unidad de volumen es muy grande, produciendo que la señal se transmita en varias direcciones dando origen a la dispersión.

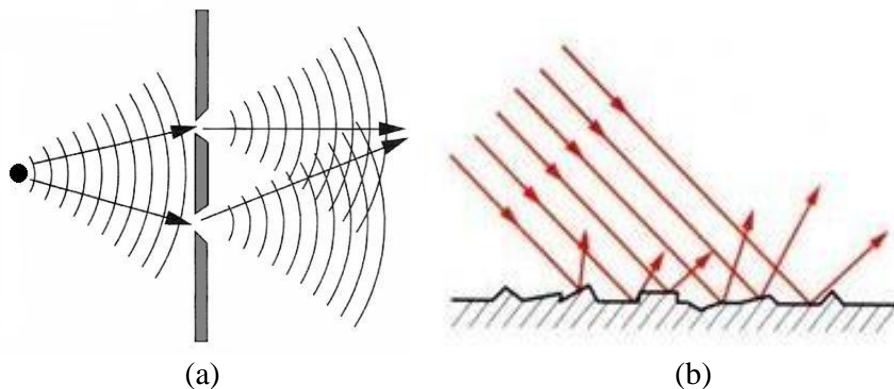


Figura 2.8. (a) y (b) Dispersión.

## 2.2.2 Atenuación

Se denomina atenuación de una señal a la pérdida de potencia media sufrida por la misma durante su propagación a través de cualquier medio de transmisión. La atenuación se produce por muy diversas causas: obstáculos entre transmisor y receptor, las propiedades físicas del medio en que se transmite, los fenómenos atmosféricos, etc. y es la razón principal de que la distancia entre transmisor y receptor en las redes inalámbricas esté limitada, ya que si la señal se hace muy débil, el equipo receptor no captará bien la señal y/o no reconocerá bien la información.

En un escenario urbano, donde no existe visión directa entre transmisor y receptor debido a la cantidad de obstáculos presentes, la señal radio durante su propagación hasta el receptor, se ve afectada por múltiples reflexiones, recorriendo caminos de longitudes diferentes. Estas reflexiones ocasionan pérdidas de potencia en la señal, denominadas pérdidas por multicamino.

Los modelos tradicionales de propagación distinguen entre dos tipos de atenuaciones: la atenuación de gran escala que caracteriza la potencia de la señal para largas distancias y la atenuación de pequeña escala que determina el comportamiento de la señal a lo largo de muy cortas distancias o durante duraciones de tiempo muy breves [21].

### 2.2.2.1. Atenuación de gran escala

En este apartado se pretende describir ciertos modelos para estudiar las características de propagación de un canal inalámbrico para sistemas móviles a causa de la atenuación de la señal debido a largas distancias de separación entre transmisor y receptor. Existen algunos modelos analíticos y geométricos empleados para explicar las pérdidas producidas por dicha atenuación, pero lo más habitual es utilizar modelos estadísticos, ya que describen de forma precisa entornos particulares.

- **Modelo de propagación en espacio libre:**

Es el más simple mecanismo de propagación. Considera que no existen obstáculos entre transmisor y receptor, o lo que es lo mismo, que existe línea directa de vista entre las antenas, y asume que la separación entre ellas es tal, que ninguna está en el campo cercano de la otra. De este modo la potencia recibida puede calcularse directamente en función de la distancia entre antenas. La potencia recibida por una antena a una distancia  $d$  viene dada por la ecuación de Friis en espacio libre:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad \text{Ecuación 2.4.}$$

donde  $P_r$  es la potencia de la señal recibida en función de la distancia entre el transmisor y receptor,  $P_t$  es la potencia de la señal transmitida,  $G_t$  es la ganancia de la antena transmisora,  $G_r$  es la ganancia de la antena receptora,  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal (en metros),  $d$  es la distancia entre transmisor y receptor (en metros) y  $L$  es el factor de pérdidas no relacionadas con la propagación.

También podemos expresar esta atenuación en espacio libre como el cociente entre la potencia transmitida y la potencia recibida, medida en unidades logarítmicas (dB), por medio de la siguiente expresión:

$$PL(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \quad \text{Ecuación 2.5.}$$

Dicha ecuación solo es válida cuando la distancia entre antenas es mayor que la distancia de campo lejano ( $d_f$ ), denominada “región de Fraunhofer”. Dicha distancia queda definida por la siguiente expresión:

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} \quad \text{Ecuación 2.6.}$$

donde  $D$  representa la mayor dimensión lineal de la antena y  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal. A su vez también ha de cumplirse que  $d_f \gg D$  y  $d_f \gg \lambda$ .

Además debemos tener en cuenta de que la ecuación de Friis no es consistente para  $d = 0$ , por lo que se suele considerar una distancia mínima de referencia denominada  $d_0$ , que ha de ser mayor que la distancia de campo lejano y menor que cualquier distancia empleada para una medida en la práctica.

$$d \geq d_0 \geq d_f \quad \text{Ecuación 2.7.}$$

En la práctica, a la hora de analizar simulaciones de situaciones reales, en lugar de utilizar modelos teóricos, lo que se emplean son modelos empíricos de pérdidas por trayecto ya que se ajustan a los hechos observados y tienen en cuenta todos los factores de propagación que influyen en la potencia recibida, permitiendo de esta forma predecir lo que sucederá en ciertas circunstancias, porque ya se conoce lo que ha sucedido antes en esas mismas condiciones.

- **Modelo de pérdidas por trayecto Log-normal Shadowing**

Tanto en los modelos teóricos como en los empíricos la señal de potencia recibida decrece logarítmicamente con la distancia. La expresión para modelar dicha atenuación de la señal es la siguiente:

$$PL(d)[\text{dB}] = \overline{PL}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad \text{Ecuación 2.8.}$$

Donde  $n$  es el exponente que indica cuanto se incrementan las pérdidas con la distancia. Este parámetro varía en función del escenario en el que nos encontremos, pudiendo tomar valores desde  $n = 2$  (en el vacío) hasta  $n = 4 - 6$  (en un escenario con obstáculos como puede ser un entorno urbano). Por otro lado,  $X_\sigma$  corresponde a una variable aleatoria gaussiana de media cero (en dB) y desviación típica  $\sigma$  (también en dB) que modela el efecto del desvanecimiento *log-normal* debido a que, dependiendo de los alrededores del escenario de medida, dos valores de potencia recibida a la misma distancia entre transmisor y receptor, pueden ser diferentes.

### 2.2.2.2 Atenuación de pequeña escala

Antes de abordar lo relacionado con la tecnología MIMO, en este apartado se pretende describir las características de propagación de un canal inalámbrico bajo consideraciones de desvanecimiento a pequeña escala.

La atenuación de pequeña escala, es un término que se emplea para describir la rápida fluctuación de la amplitud de una señal para un corto periodo de tiempo o durante el viaje de ésta en una distancia corta en relación a su longitud de onda [22], de tal manera que los efectos producidos por pérdidas a gran pueden ser ignorados.

Esta atenuación se produce cuando una misma señal llega al receptor en instantes separados por muy corto tiempo de diferencia, como consecuencia de recorrer diferentes caminos de longitudes distintas a causa de las múltiples reflexiones. A estas señales se les conoce como señales multitrayecto o *multipath*. La llegada simultánea de dichas señales en el receptor produce amplias variaciones en la amplitud y fase de la señal, lo que al final acaba traduciéndose en una pérdida de potencia. A este fenómeno se le conoce como pérdidas por multicamino.

Algunos factores físicos en el canal de propagación influyen en el desvanecimiento a pequeña escala; los principales son:

**Propagación Multitrayecto:** la existencia de múltiples obstáculos que actúan como objetos reflectantes y dispersores de la señal, produciendo múltiples versiones de la señal transmitida que llegan a la antena receptora, desplazadas una respecto a la otra en tiempo y orientación espacial, provoca una disipación de energía de la señal en amplitud, fase y tiempo.

**Velocidad relativa:** el movimiento relativo existente entre transmisor y receptor, produce una modulación en frecuencia como consecuencia del efecto Doppler. El desplazamiento de frecuencia depende de la velocidad relativa, la dirección del movimiento y la frecuencia de portadora.

**Velocidad de objetos cercanos:** cuando los objetos del entorno se encuentran en movimiento, éstos inducen un efecto Doppler en la señal provocando una variación en el tiempo en las componentes multitrayecto. Si los objetos cercanos al receptor se mueven a mayor velocidad que él, entonces este efecto domina el desvanecimiento a pequeña escala.

**Ancho de banda de la señal:** la señal puede ser distorsionada dependiendo de que si el ancho de banda de la señal transmitida es mayor o menor en comparación con el ancho de banda del canal multitrayectoria.

### 2.2.3. Entorno de propagación en las simulaciones

Tras el estudio de las atenuaciones a gran y pequeña escala, se pretende describir el comportamiento de la señal a través del medio bajo condiciones de simulación. Debido a la aleatoriedad de los mecanismos de atenuación descritos, es necesaria la aplicación de técnicas estadísticas para su modelado. Para su implementación en el presente proyecto se emplean tres términos que se describen a continuación:

**Pérdidas multicamino:** se utiliza un factor exponencial  $n=3.8$ , que modela la caída progresiva de la señal a causa de los múltiples caminos recorridos durante el trayecto

hasta llegar al receptor. La expresión que representa las pérdidas multicamino es la siguiente:

$$\overline{PL}(\text{dB}) = \overline{PL}(d_0) + 10 \cdot 3,8 \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad \text{Ecuación 2.9.}$$

**Componente de atenuación lenta *Shadow Fading*:** las atenuaciones a causa de las condiciones climáticas, cambios de medio, etc. son modeladas por medio de una distribución gaussiana de media cero y desviación típica 8 dB.

$$Shadow\ Fading = N(0,8) \quad \text{Ecuación 2.10.}$$

**Componente de atenuación Rayleigh:** el fenómeno del desvanecimiento producido por pérdidas multicamino y el desplazamiento Doppler en canales móviles, se suele describir estadísticamente a través de la distribución *Rayleigh*, la cual se establece para casos donde no existe línea de vista directa entre transmisor y receptor (NLOS). La distribución *Rayleigh* viene expresada para las simulaciones en su forma compleja como:

$$Rayleigh = \left| \frac{N(0,1) + jN(0,1)}{\sqrt{2}} \right| \quad \text{Ecuación 2.11.}$$



## 2.3. El Canal Multiple-Input Multiple-Output (MIMO)

Una vez adquiridos los conocimientos necesarios sobre la propagación de la señal, se pretende introducir los conocimientos relativos al canal MIMO y el hecho de utilizar el empleo de múltiples antenas en transmisión y recepción, señalando las numerosas mejoras que implantan estos sistemas y un análisis de los diferentes posibles escenarios, ya sean punto a punto, punto a multipunto.

### 2.3.1. Introducción al canal MIMO

La tecnología MIMO consiste en el empleo de múltiples antenas tanto en el extremo transmisor como en el receptor para comunicaciones inalámbricas a través de enlaces radio.

Los enlaces inalámbricos se ven altamente afectados por efectos multitrayecto. Con los sistemas MIMO conseguimos afrontar de lleno los desvanecimientos que afectan al canal inalámbrico, así como la limitación de potencia transmitida que debe existir en las estaciones base, gracias a que además de introducir mejoras en cuanto a la dimensión frecuencial y temporal, MIMO aumenta la eficiencia espectral de un sistema de comunicación inalámbrica por medio de la utilización del dominio espacial [23].

Los mecanismos de transmisión con múltiples antenas que ayudan a alcanzar una alta eficiencia espectral se basan en los siguientes principios fundamentales:

**Ganancia de diversidad espacial (*Diversity Gain*):** utiliza la diversidad espacial que proveen las múltiples antenas para mejorar la robustez de la comunicación inalámbrica frente al desvanecimiento multitrayecto. Cada enlace producido por una antena transmisora y otra receptora se ve afectado por un desvanecimiento provocado por obstáculos en el entorno y múltiples reflexiones. Cuantos más enlaces existan entre transmisor y receptor mayor será la probabilidad de que un enlace se vea afectado en menor medida por los desvanecimientos, con lo cual su objetivo final es reducir la probabilidad de corte de servicio en el sistema consiguiendo una mejora en la relación señal a ruido (SNR). A este concepto se le denomina ganancia de diversidad y viene expresada por el producto  $r \times t$ , donde  $r$  es el número de antenas receptoras en cada usuario y  $t$  es el número de antenas transmisoras por cada estación base.

**Ganancia de multiplexación espacial (*Spatial Multiplexing Gain*):** consiste en transmitir varios flujos de información por medio de las múltiples antenas (destinados a un mismo usuario) a través de trayectos independientes, los cuales se obtienen a partir de un procesamiento de señales conjunto tanto en transmisión como en recepción. El empleo de múltiples antenas en ambos extremos del enlace posibilita que la eficiencia espectral del sistema crezca de forma lineal con el mínimo número de antenas en transmisión y recepción  $\min\{r, t\}$  (siempre y cuando el entorno inalámbrico sea lo suficientemente dispersivo).

### 2.3.2. Modelo del Canal MIMO

En un sistema MIMO, donde  $t$  es el número de antenas transmisoras y  $r$  el número de antenas receptoras, se genera un canal de  $r \times t$  subcanales entre el array transmisor y el array receptor. La respuesta al impulso de un canal MIMO se expresa en forma matricial como:

$$H(t) = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & \cdots & h_{t1}(t) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{1r}(t) & \cdots & h_{tr}(t) \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 2.12.}$$

donde cada uno de los elementos  $h_{ij}(t)$  representa el canal generado entre la antena transmisora  $i$ , con  $i = 1 \dots t$ , y la antena receptora  $j$ , con  $j = 1 \dots r$ . Para simplificar los desarrollos, se considera que el canal es quasi-estático, lo que implica que el canal es invariante en el tiempo durante la transmisión de un símbolo hasta que llega al receptor, por lo que de aquí en adelante se elimina de la notación la dependencia temporal de los subcanales [3] [24]. El esquema general del canal MIMO descrito por la ecuación 2.12 queda representado por la figura 2.9.

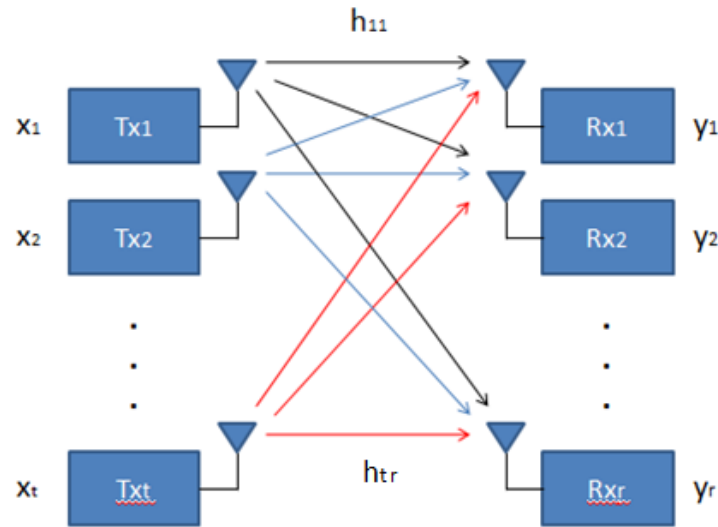


Figura 2.9. Esquema general del canal MIMO.

De esta forma, el diagrama de bloques correspondiente a un sistema MIMO queda definido en la figura 2.10.

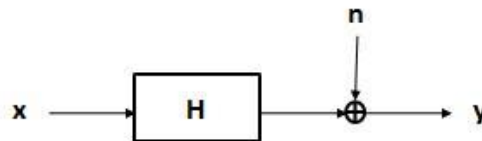


Figura 2.10. Diagrama de bloques de un sistema MIMO.

El diagrama de bloques representado en la figura 2.10 se representa matricialmente a través de la ecuación 2.13.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{t1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{1r} & \cdots & h_{tr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_r \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 2.13.}$$

### 2.3.3. Sistemas MIMO punto a punto y multiusuario

Tras haber analizado las características de los sistemas MIMO y las ventajas que estos sistemas introducen a la hora de obtener una mayor eficiencia espectral, se pretende analizar de forma más detallada los posibles escenarios para un sistema multiantena.

De forma más general, se pueden utilizar múltiples antenas tanto en transmisión, como en recepción o en ambos. Dependiendo de la configuración de las antenas en el sistema, los diferentes posibles escenarios son: en el caso particularizado en el que se emplea una sola antena en cada extremo, ya sea un sistema con una única estación base y un único usuario, o bien, para el caso de un sistema celular basado en parejas estación base – usuario, estos sistemas se denominan SISO (*Single-Input Single-Output*) en los que se establecen enlaces punto a punto entre transmisor y receptor. En el caso de un sistema multiusuario en el que cada estación base transmisora no se comunica solamente con un único usuario, y se emplean múltiples antenas, se dispone de tres configuraciones diferentes: SIMO (*Single-Input Multiple-Output*) en el primer caso, donde cada estación base dispone de una única antena que se comunican con los receptores que disponen de múltiples antenas, MISO (*Multiple- Input Single-Output*) en el segundo, donde cada usuario es quien dispone de una única antena en recepción y las estaciones base transmiten a través de múltiples antenas, y MIMO (*Multiple-Input Multiple Output*), donde tanto usuarios como estaciones base disponen de múltiples antenas para efectuar la comunicación.

Estas comunicaciones pueden ser de tres tipos independientemente de las antenas que dispongan tanto transmisor como receptor: la primera consiste en que la comunicación se realiza entre una única pareja estación base – usuario. La segunda se basa en que una sola estación base tiene asignados múltiples usuarios (donde se realiza la difusión desde la estación base hacia los usuarios y acceso múltiple desde los usuarios hacia la estación base) y la tercera radica en la idea de que sigue habiendo un usuario asignado a cada estación base y que todas las estaciones base transmiten a todos los usuarios del sistema, aun transmitiendo todos con la misma frecuencia, gracias a que existe un escenario coordinado que reduce las interferencias entre usuarios.

Se pueden distinguir entre dos formas de comunicación para un sistema MIMO que detallamos a continuación [21].

### **2.3.3.1. Sistema MIMO punto a punto**

Este tipo de sistema consiste en que la comunicación se realiza entre una única pareja estación base – usuario, donde la estación base transmisora dispone de múltiples antenas y el receptor también es multiantena. Este tipo de sistema requiere una carga de computación más simple que un sistema multiusuario en un escenario de simulación, por lo que son de gran utilidad a la hora de realizar estudios del canal cuando se emplean técnicas de transmisión ortogonales.

### **2.3.3.2. Sistema MIMO punto a multipunto**

Este escenario se encuentra formado por una única estación base transmisora equipada con más de una antena y múltiples usuarios también con múltiples antenas. La comunicación se basa en dos posibles modelos: el primero consiste en que una sola estación base tiene asignados múltiples usuarios, realizando la transferencia desde la estación base hacia los usuarios de forma que se transmite a todos los usuarios por igual y el segundo consiste en establecer la comunicación a través de acceso múltiple desde los usuarios hacia la estación base.

En un sistema celular se emplea la técnica de reutilización de frecuencias para ampliar el número de usuarios y el tamaño de la red. En el presente proyecto todas las estaciones base transmiten a la misma frecuencia, por lo que no se utiliza el concepto de reutilización en frecuencia. Esto implica que si el tamaño de las células no es lo suficientemente grande y la potencia de transmisión de las estaciones base es demasiado elevada, se produciría una fuerte interferencia inter usuario. Para evitar que esto suceda, las células y la potencia de transmisión son dimensionadas de tal forma que la señal transmitida por una estación base perjudique lo menos posible a los demás usuarios en el sistema.

Aún así, la interferencia entre usuarios es uno de los principales problemas de estos sistemas. En estas condiciones, puede emplearse la cooperación de las estaciones base a la hora de utilizar la información del canal de la que disponen para reducir dichas interferencias a través de un sistema celular coordinado.

- **Sistema celular MIMO punto a multipunto coordinado**

Se basa en la misma idea que un sistema MIMO punto a multipunto, con múltiples estaciones base transmisora multiantena y múltiples usuarios también con múltiples antenas, pero implantados en un entorno celular donde se forma una única pareja estación base – usuario por cada célula, y donde cada estación base transmite a todos los usuarios de forma ortogonal (por medio de cualquiera de las técnicas de transmisión analizadas en el capítulo 3) empleando para ello la cooperación de las estaciones base que se coordinan entre sí para conocer el estado del canal, consiguiendo reducir sustancialmente la interferencia entre usuarios en el sistema.

## 2.4. Diversidad cooperativa

Una vez realizado el estudio de los sistemas MIMO y comprobado que dicha tecnología introduce grandes mejoras con el fin de alcanzar el objetivo de una alta eficiencia espectral cuando se combinan con un sistema celular, se pretende analizar en este apartado en qué consiste la diversidad cooperativa y las tecnologías que ayudan a potenciar aún más dicho objetivo.

Conocer el estado del canal (en inglés, *Channel State Information*, CSI) resulta de una gran importancia en el estudio de un sistema celular de comunicaciones, debido a que gracias a su conocimiento por parte de los transmisores puede ayudar a alcanzar mejoras en la tasa de transmisión evitando la interferencia inter usuario.

El estado del canal suele ser conocido por el receptor ya que éste puede “aprender” sobre las características del medio y se suele suponer dicho conocimiento por parte del receptor en los cálculos teóricos. Sin embargo, el conocimiento del canal, sería interesante que estuviese al alcance del transmisor con el fin de desarrollar un modelo de transmisión que permita evitar la interferencia. Con este fin, existen dos métodos por los cuales el transmisor consigue la información del estado del canal: el primero consiste en un canal realimentación del receptor hacia el transmisor, suponiendo que el canal no varía demasiado rápido, y el segundo se basa en el principio de reciprocidad, siendo los canales de transmisión y retorno idénticos y la misma localización de antenas y misma frecuencia. El método por el cual el transmisor obtiene el conocimiento del estado del canal no es analizado en este proyecto, pero sea cual sea el método empleado, se presupone que el transmisor cuenta con dicha información [21].

En esta idea radica en concepto de diversidad cooperativa, en la coordinación y cooperación coherente que se produce en el sistema por parte de los dispositivos para que las estaciones base transmisoras dispongan del conocimiento del canal para lograr mejoras en la transmisión evitando las interferencias.

El conocimiento del canal por parte de los transmisores ayuda a realizar modelos de transmisión que lleve encapsulada cierta información de manera que cuando al receptor le llegue la señal después de haber atravesado el medio, únicamente reciba la información que el transmisor encapsuló para él, de forma que el canal no interfiera en absoluto. Este tratamiento de la señal puede interpretarse como un conformado de haz generalizado.

En el próximo capítulo se desarrollan tres modelos de conformado de haz, donde cada uno de ellos hacen uso del conocimiento del estado del canal para evitar la interferencia inter usuario: en primer lugar, el modelo de Forzado a Cero, ZF, una técnica donde los transmisores encapsulan cierta información que se añade a la amplitudes y la fase de la señal, consiguiendo mediante transmisiones ortogonales que la señal que proviene de una estación base se anule para los usuarios a los que no va destinada la información. En segundo lugar, el modelo MMSE\_C, donde se emplea la técnica que consiste en reducir el mínimo error cuadrático medio entre la señal de información en transmisión y la recibida a la hora de encapsular la información dirigida al receptor y en tercer lugar, el modelo MMSE\_C $\gamma$ , que se basa en el misma técnica que el anterior pero aplicando un algoritmo diferente.

Estos modelos emplean técnicas subóptimas basadas en precodificación lineal. Las prestaciones de estos sistemas pueden ser mejoradas empleando técnicas no lineales, como se ha demostrado en la literatura [5]. La técnica del Código en Papel Sucio (en inglés, *Dirty Paper Coding*, DPC) es una técnica óptima que emplea el conocimiento del estado del canal y el conocimiento a priori de las señales de los usuarios para realizar transmisiones en las que la interferencia queda reducida, aunque este método presenta la desventaja de que presenta una elevada complejidad computacional y es difícil de implementar en la práctica.

Otro tipo de diversidad cooperativa es el que se producen en las redes inalámbricas ad-hoc, en la que la cooperación y coordinación entre usuarios permite la reducción de interferencia. En este tipo de redes no existen estaciones base, sino que son los propios terminales de usuario los que se mandan la información de unos a otros, actuando conjuntamente y formando sistema virtual MIMO.

## 2.5. Cláusulas del proyecto

Para la realización del presente documento, es necesaria la configuración de ciertos parámetros y asumir ciertas condiciones presentes en los apartados anteriores de este capítulo acerca del canal, la señal de transmisión, etc. en las cuales se basa el desarrollo y la implementación de los modelos de estudio analizados en el capítulo 3.

Consideraremos un canal en banda estrecha tipo *Rayleigh*, donde los componentes  $h_{ij}$  de la matriz del canal  $\mathbf{H}$  son variables aleatorias complejas independientes e idénticamente distribuidas. Al ser tipo *Rayleigh*, estamos diciendo que no existe línea de vista (*NLOS*) entre el transmisor y el receptor. Además, consideraremos nuestro canal quasi-estático, es decir que el medio de transmisión (canal) no variará durante la transmisión de un símbolo hasta la llegada al receptor.

Las señales, reales, estarán centradas a una determinada frecuencia  $f_c$ . En el presente proyecto se trabajará únicamente con el equivalente paso bajo de la señal, lo cual implica un desplazamiento en frecuencia y un desfasaje, de ahí que aparezcan términos imaginarios en la señal. De este modo, no se tendrán en cuenta los conceptos teóricos mencionados en el apartado 2.1 relacionados con el empleo de diferentes frecuencias como son la reutilización de frecuencias, interferencia co-canal, etc.

La información del estado de canal (CSI) es muy importante en el transmisor, por lo que se asumirá conocimiento de éste por parte de la estación base a través de alguno de los métodos mencionados en el apartado 2.4.

Se considerará un canal MIMO multiusuario, donde cada estación base se encuentra equipada con  $t$  antenas transmisoras comunicados con usuarios que presentan  $r$  antenas receptoras por usuario.

No se tomarán en cuenta los desplazamientos Doppler debido a que se asume que el sistema inalámbrico es fijo, es decir, se asume una representación estática de los usuarios en el sistema, por lo que no existe movimiento relativo entre el transmisor y el receptor. El movimiento es simulado por medio de la realización de diferentes iteraciones, ya que los usuarios quedan representados en posiciones diferentes para cada iteración. Esto será lo que modifique los términos de pérdidas por camino, desvanecimiento y *Rayleigh*.

# Capítulo 3

## Modelos de Transmisión

Una vez el lector dispone de los conocimientos teóricos necesarios y teniendo como objetivo demostrar que por medio de la combinación de sistemas MIMO junto a la coordinación coherente de los transmisores podemos conseguir mejoras en la eficiencia espectral, se pretende analizar en este capítulo los elementos comunes existentes para los tres modelos de precodificación lineal usados en transmisión, de forma que permita dar una primera perspectiva del escenario de trabajo. Seguidamente el capítulo continua con el estudio detallado de cada uno de los tres modelos: en primer lugar, el modelo de Forzado a Cero, ZF, que utiliza como técnica de precodificación el empleo de la inversión del canal, que consigue que la señal con información destinada a un usuario sea ortogonal al resto de usuarios y posteriormente los modelos basados en la reducción del mínimo error cuadrático medio MMSE\_C y MMSE\_C $\gamma$ , que emplean algoritmos diferentes con ciertas restricciones para alcanzar dicho objetivo.

### 3.1. Elementos comunes

Los tres modelos de estudio que se desarrollan en este capítulo en los apartados posteriores presentan unos conceptos y unas condiciones comunes en lo que se refiere al escenario de trabajo. Los conceptos desarrollados en este apartado provienen de [21].



En primer lugar, se define el parámetro  $M$  como el número de estaciones base en el sistema y  $N$  como el número de usuarios. El sistema consiste en una red celular formada por 64 celdas o células hexagonales distribuidas equiespaciadamente en forma de malla de tamaño 8x8. Una única estación base se sitúa centrada en cada celda donde únicamente se analizan las comunicaciones de bajada (transmisión estación base - usuario). Tanto las estaciones base como los usuarios pueden disponer de diferentes número de antenas, siendo  $t$  el número de antenas por estación base y  $r$  el número de antenas por cada usuario. Todas las antenas serán omnidireccionales. Este escenario queda plasmado en la figura 3.1.

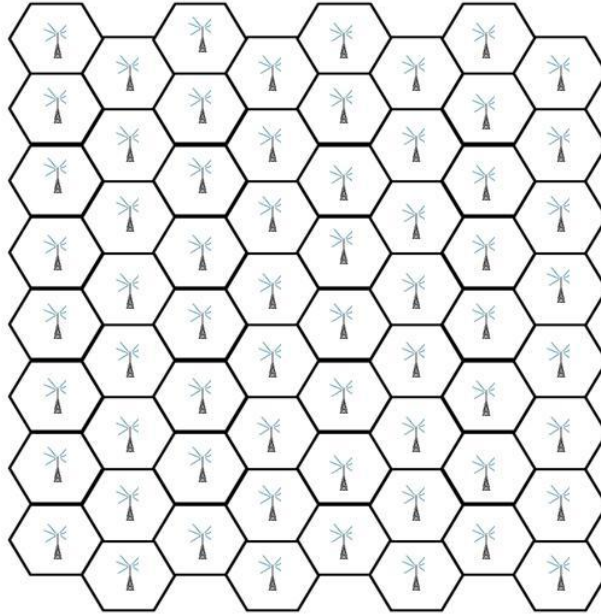


Figura 3.1. Escenario hexagonal de tamaño 8x8.

De forma que los usuarios situados en las celdas que se encuentran en los extremos se vean afectados por las mismas condiciones de interferencia que los usuarios situados en celdas localizadas en el centro de la malla, se diseña el escenario de la red en forma toroidal hasta formar una esfera de tal manera que todas las células queden rodeadas por el mismo número de celdas contiguas, para que tenga sentido el estudio de la interferencia intercelular.

Se diseña el sistema de tal manera que a un usuario solo le llegará información interferente procedente de las señales de las estaciones base situadas a una distancia no superior al segundo anillo concéntrico que lo rodea, pudiendo ser descartadas las demás señales debido a las pérdidas multicamino. Para ello, se dimensiona como radio de las celdas, una distancia de 1.6 Km. haciendo que el escenario de interferencia para cada usuario quede limitado a la propia celda en la que se encuentra el usuario más las 18 celdas situadas en los 2 anillos concéntricos más próximos que lo rodean, produciéndose así 19 señales interferentes de 19 estaciones base diferentes. Este escenario puede verse a través de la figura 3.2.



Figura 3.2. Escenario concéntrico de interferencia con 19 estaciones base.

Además, se definen los parámetros de propagación que afectan a la señal desde que sale de la estación base hasta llegar al receptor, vistos en el apartado 2.3 donde las pérdidas por multicamino las define la ecuación 2.9 de tal forma que la señal cae exponencialmente con la distancia con un factor 3.8, la componente de desvanecimiento lento *Shadow fading* quedan expresadas por la ecuación 2.10 y el desvanecimiento rápido aleatorio denominado *Rayleigh* viene definida por la ecuación 2.11.

Además, se considera que la potencia radiada por cada estación base es:

$$P_i \leq P_{max} \quad \text{Ecuación 3.1.}$$

donde  $P_{max}$  es la potencia máxima de radiación permitida para una estación base y equivale a 10 W (vatios). Además, la ganancia de ruido del receptor es de 5 dB, la ganancia vertical de las antenas es de 10.3 dBi, el ancho de banda es de 5 MHz y la temperatura de ruido en el receptor es de 300 °K, todo ello con el fin de alcanzar, en una situación libre de interferencia y descontando los desvanecimientos *Rayleigh* y *Shadow fading*, una SNR de 18 dB en el receptor a una distancia de referencia de 1.6 Km.

Los usuarios son introducidos de forma aleatoria, independiente y uniforme en el sistema, hasta completar, en el caso de una red de 8x8 celdas hexagonales, 64 parejas estación base - usuario. De esta manera, a cada usuario se le asigna, en un primer momento, la estación base que se encuentre más cercana. Una vez asignada, se elige dicha estación base como la central para un nuevo escenario más pequeño mostrado en la figura 3.2 denominado escenario de interferencia, en donde se calcula la potencia recibida por el usuario por cada una de las antenas de las 19 estaciones base concéntrica, de tal forma que por cada usuario tenemos un array de 19 potencias recibidas. Es entonces cuando se emparejan verdaderamente los usuarios y las estaciones base, ya que es la estación base que le hace llegar mayor potencia recibida al usuario la que acaba formado pareja usuario- estación base con él, mientras que todas las demás potencias recibidas por el usuario se consideran interferentes. Este procedimiento se repite sucesivamente con todos los usuarios distribuidos en el sistema. Generalmente, el usuario suele recibir mayor potencia de la estación base que se encuentra más cercana, debido a que las pérdidas por multicamino influyen bastante en la potencia recibida. En el caso en el que un usuario se encuentre cercano al límite de una celda contigua, los

términos como *Rayleigh* y *Shadow fading* pueden favorecer a una estación base que no se encuentre más próxima al usuario.

En el caso de que la estación base que le proporciona más potencia a un usuario ya haya sido asignada a otro usuario previamente, se descarta a dicho usuario. En realidad no son descartados, simplemente se les asigna otra frecuencia/código para la que la estación base que se le ha asignado esté libre, de este modo, debido a que en el presente proyecto solo trabajamos con una única frecuencia/código de transmisión, en la práctica no se tienen en cuenta dichos usuarios y resulta como si quedasen eliminados del sistema.

El diagrama de bloques común a los tres modelos de estudio (ZF, MMSE\_C y MMSE\_C $\gamma$ ) es el que se observa en la figura 3.3 [25].

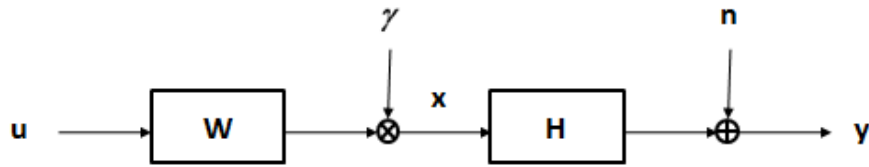


Figura 3.3. Diagrama de bloques común de los tres modelos de estudio.

El diagrama de bloques representado en la figura 3.3 se expresa matricialmente a través de la ecuación 3.2.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & \cdots & H_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N1} & \cdots & H_{NM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_{11} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \gamma_{MM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_{11} & \cdots & W_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{M1} & \cdots & W_{MN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 3.2.}$$

Podemos reescribir la ecuación 3.2 de la siguiente manera:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\boldsymbol{\gamma}\mathbf{W}\mathbf{u} + \mathbf{n} = \mathbf{H}\boldsymbol{\gamma}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad \text{Ecuación 3.3.}$$

donde:

$\mathbf{y} = [y_1 y_2 \dots y_N]^T$  es la señal recibida por el usuario en recepción, que se puede definir también como la señal recibida estimada en recepción  $\hat{\mathbf{u}} = [\hat{u}_1 \hat{u}_2 \dots \hat{u}_N]^T$ , y donde  $\mathbf{y}_k = [y_{k1} y_{k2} \dots y_{kr}]^T$  es la señal recibida por el usuario k-ésimo en recepción. Las dimensiones de  $\mathbf{y}$ , y por tanto de  $\hat{\mathbf{u}}$ , son  $rN \times 1$ .

$\mathbf{H}$  es el canal de transmisión analizado en el apartado 2.3, y queda representado para un sistema multiusuario a través de la ecuación 3.4.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11} & \cdots & \mathbf{H}_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{N1} & \cdots & \mathbf{H}_{NM} \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 3.4.}$$

donde cada uno de los elementos  $\mathbf{H}_{ij}$  representa el canal correspondiente a la estación base transmisora  $j$ , con  $j = 1 \dots M$ , y el usuario receptor  $i$ , con  $i = 1 \dots N$ , de tal forma que cada componente de la matriz de canal  $\mathbf{H}_{ij}$  queda representado de la siguiente manera:

$$\mathbf{H}_{ij} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{r1} & \cdots & h_{rt} \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 3.5.}$$

Cada componente de la matriz  $\mathbf{H}_{ij}$  definido por  $h_{ab}$  representa el canal correspondiente a la antena transmisora  $b$ -ésima de la estación base  $j$ -ésima y a la antena receptora  $a$ -ésima del usuario  $i$ -ésimo. Por lo tanto, la matriz de canal  $\mathbf{H}$  tiene dimensiones  $rN \times tM$ .

$\gamma$  es la matriz de normalización de potencia en transmisión, que sirve para evitar que las estaciones base transmitan a una potencia lo suficientemente elevada para ocasionar interferencia intercelular, cumpliendo para ello con la ecuación 3.1. Tiene dimensiones  $tM \times tM$  y queda definida por la ecuación 3.4.

$$\gamma = \begin{bmatrix} \gamma_{11} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \gamma_{MM} \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 3.6.}$$

$\mathbf{W}$  es la matriz de pesos compuesta por los vectores de conformación de haz correspondientes a los usuarios seleccionados y que satisfacen el criterio de ortogonalidad en transmisión y queda definida por la ecuación 3.7.

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{11} & \cdots & \mathbf{W}_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{W}_{M1} & \cdots & \mathbf{W}_{MN} \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 3.7.}$$

donde cada uno de los elementos  $\mathbf{W}_{ij}$  representa el vector de pesos generado entre la estación base transmisora  $i$ , con  $i = 1 \dots M$ , y el usuario receptor  $j$ , con  $j = 1 \dots N$ , de tal forma que cada componente de la matriz de pesos  $\mathbf{W}_{ij}$  queda representado de la siguiente manera:

$$\mathbf{W}_{ij} = \begin{bmatrix} w_{11} & \cdots & w_{1r} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{t1} & \cdots & w_{tr} \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 3.8.}$$

De forma que cada componente de la matriz  $\mathbf{W}_{ij}$  definido por  $w_{ab}$  representa el peso generado por la antena transmisora  $a$ -ésima de la estación base  $i$ -ésima que está

dedicado a la antena receptora  $b$ -ésima del usuario  $j$ -ésimo. Por lo tanto, la matriz de pesos  $\mathbf{W}$  tiene dimensiones  $tM \times rN$ .

$\mathbf{u} = [\mathbf{u}_1 \mathbf{u}_2 \dots \mathbf{u}_N]^T$  es la señal de información que se transmite a cada usuario, donde  $\mathbf{u}_k = [u_{k1} u_{k2} \dots u_{kr}]^T$  es la señal de información que se transmite al usuario  $k$ -ésimo. Por lo tanto,  $\mathbf{u}$  tiene dimensiones  $rN \times 1$ .

$\mathbf{x} = \mathbf{W}\mathbf{u}$ , que se puede representar matricialmente como  $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1 \mathbf{x}_2 \dots \mathbf{x}_M]^T$ , es la señal de salida de las estaciones base en transmisión, donde  $\mathbf{x}_k = [x_{k1} x_{k2} \dots x_{kt}]^T$  es la señal de salida que se transmite al usuario  $k$ -ésimo. Por lo tanto,  $\mathbf{x}$  tiene dimensiones  $tM \times 1$ .

Y por último,  $\mathbf{n} = [\mathbf{n}_1 \mathbf{n}_2 \dots \mathbf{n}_N]^T$  es el ruido blanco aditivo gaussiano, donde  $\mathbf{n}_k = [n_{k1} n_{k2} \dots n_{kr}]^T$  es el ruido por el que se ve afectado el usuario  $k$ -ésimo. Por lo tanto,  $\mathbf{n}$  tiene dimensiones  $rN \times 1$ .

## 3.2. Forzado a Cero, ZF

A lo largo de este apartado se va a desarrollar el primer modelo de estudio propuesto en este documento, que tiene lugar en un escenario celular MIMO punto a multipunto con coordinación coherente de las estaciones base.

La técnica de conformación de haz utilizada por el transmisor es el método de Forzado a Cero. Esta técnica es una técnica subóptima de precodificación lineal que pretende conseguir reducir drásticamente la interferencia inter usuario en el sistema por medio de transmisiones ortogonales [23] [26]. Estas transmisiones se realizan con el fin de alcanzar el objetivo de una alta eficiencia espectral y en cuanto a tasa de transmisión se refiere.

La técnica de Forzado a Cero consiste en la transmisión ortogonal de múltiples señales a cada usuario. Las señales son transmitidas en haces ponderados por medio de pesos que se añaden a las fases y las amplitudes de las señales enviadas, permitiendo una máxima radiación de la señal deseada hacia el usuario (lóbulo principal) y eliminando casi por completo la señal en las direcciones de los usuarios interferentes de forma que a un cierto usuario le llegue únicamente la información que iba dirigida a él.

Con el fin de eliminar la interferencia inter usuario, se realiza la multiplicación de los datos enviados por la matriz de precodificación, cumpliendo la siguiente ecuación:

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{W}_k \mathbf{u}_k \quad \text{Ecuación 3.9.}$$

donde  $\mathbf{x}_k$  es la señal enviada por las antenas de la estación base para el usuario k-ésimo,  $\mathbf{W}_k$  corresponde con la matriz de pesos o matriz de precodificación lineal correspondiente al usuario k-ésimo y  $\mathbf{u}_k$  es el vector de símbolos enviados correspondiente al usuario k-ésimo.

La matriz  $\mathbf{W}_k$  ha de ser diseñada para que se cumpla que los datos del usuario k-ésimo no interferirá con los de ningún otro cumpliendo la siguiente condición:

$$\mathbf{H}_i \mathbf{W}_k = 0, i \neq k \quad \text{Ecuación 3.10.}$$

Y además:

$$\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k = \mathbf{I}_r \quad \text{Ecuación 3.11.}$$

donde  $\mathbf{I}_r$  es la matriz identidad de dimensión  $r \times r$ .

Esto implica que el vector de pesos para un usuario k, ha de ser ortogonal al subespacio generado por los canales de los demás usuarios.

Para lograr que  $\mathbf{W}_k$  caiga en el espacio nulo de los canales del resto de usuarios, el cálculo de los pesos sigue el criterio de Forzado a Cero, de tal manera que para remover la interferencia inter usuario, se realiza una inversión del canal a través de la pseudoinversa de Moore–Penrose:

$$\mathbf{W}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad \text{Ecuación 3.12.}$$

Por lo tanto, la señal recibida por el usuario k-ésimo, tras viajar la señal enviada por el canal de transmisión, viene dada por la siguiente ecuación:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{u}_k + \sum_{i=1, i \neq k}^M \mathbf{H}_k \mathbf{W}_i \mathbf{u}_i + \mathbf{n}_k \quad \text{Ecuación 3.13.}$$

Teniendo en consideración las ecuaciones 3.10 y 3.11, la señal recibida por el usuario k-ésimo nos queda como:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{u}_k + \mathbf{n}_k \quad \text{Ecuación 3.14.}$$

donde la información contenida en la señal es obtenida por el usuario a través del procesamiento correspondiente, que no es objeto de estudio de este proyecto.

El modelo de Forzado a Cero es una técnica subóptima como se dijo en el apartado 2.4 ya que está basado en una técnica de precodificación lineal, pero nos concentramos en esta alternativa de precodificación por su simplicidad analítica y su baja complejidad relativa de cómputo a la hora de realizar las simulaciones en Matlab.

### 3.3. *Minimum Mean Squared Error Constrained, MMSE\_C*

Este apartado continúa con el desarrollo del segundo modelo de precodificación lineal que va a ser estudiado. Tanto para este modelo, como para el siguiente modelo MMSE\_Cγ, el escenario de estudio también coincide con un sistema celular MIMO punto a multipunto con coordinación coherente de las estaciones base.

Para calcular los pesos  $\mathbf{W}$  del conformado de haz para este modelo, se emplea el algoritmo MMSE (*Minimum mean squared error*), el cual considera la reducción de la potencia media de la señal de error, que es la diferencia entre la señal de salida en la parte del transmisor y la señal estimada por el usuario en recepción [25].

La señal de error,  $\mathbf{e}$ , viene dada por la siguiente ecuación, en donde  $\mathbf{u}$  es la señal de información de salida en el transmisor y  $\hat{\mathbf{u}}$  es la señal que llega al receptor:

$$\mathbf{e} = \mathbf{u} - \hat{\mathbf{u}} \quad \text{Ecuación 3.15.}$$

Luego para poder encontrar los pesos de la matriz  $\mathbf{W}$  debemos de hallar el mínimo de la potencia de la señal de error  $\mathbf{e}$ , que siguiendo el método MSE (*minimum square error*) nos conduce a aplicar una estructura similar a un filtro de Wiener en el receptor por medio de la ecuación 3.16.

$$\mathbf{W}_{MMSE\_C} = \arg \min_{\mathbf{W}} E\{\|\mathbf{u} - \hat{\mathbf{u}}\|^2\} \quad \text{s.t. } E\{\|\mathbf{W}\mathbf{u}\|^2\} \leq P_{max} \quad \text{Ecuación 3.16.}$$

Se define entonces, el lagrangiano para el problema de minimización como:

$$\mathcal{L} = \text{Traza}\{\mathbf{R}_e\} + \lambda(\text{Traza}\{\mathbf{W}\mathbf{R}_u\mathbf{W}^H\} - P_{max}) \quad \text{Ecuación 3.17.}$$

donde  $\mathbf{R}_e = E\{(\mathbf{u} - \hat{\mathbf{u}})(\mathbf{u} - \hat{\mathbf{u}})^H\}$  es la matriz de correlación de la señal del error, y  $\lambda$  es un parámetro el cual se ha de calcular más adelante.

De esta forma, para obtener la matriz de pesos  $\mathbf{W}_{MMSE\_C}$  se debe de derivar la ecuación 3.17 con respecto a  $\mathbf{W}^H$  e igualar a cero para así hallar el valor mínimo de la ecuación presentada anteriormente.

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{W}^H} = -\mathbf{H}^H \mathbf{R}_u + \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{R}_u + \lambda \mathbf{W} \mathbf{R}_u = 0 \quad \text{Ecuación 3.18.}$$

Al final, la matriz de pesos  $\mathbf{W}_{MMSE\_C}$  queda expresada por la siguiente ecuación:

$$\mathbf{W}_{MMSE\_C} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H = \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \lambda \mathbf{I})^{-1} \quad \text{Ecuación 3.19.}$$

Llegados a este punto, el parámetro  $\lambda$  tiene que ser calculado para satisfacer la siguiente condición:

$$\text{Traza}\{(\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H} \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{R}_u\} \leq P_{max} \quad \text{Ecuación 3.20.}$$



De tal forma que si  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H = \mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}\mathbf{Q}^H$  por medio de una descomposición en valores singulares, y  $\mathbf{R}_u = \mathbf{I}$ , entonces se puede obtener el parámetro  $\lambda$  resolviendo la siguiente ecuación:

$$\text{Traza}\left(\frac{\mathbf{\Lambda}}{(\mathbf{\Lambda} + \lambda \mathbf{I})^2}\right) = \sum_{i=1}^K \frac{\lambda_i}{(\lambda_i + \lambda)^2} \leq P_{max} \quad \text{Ecuación 3.21.}$$

Nótese que cuando  $\lambda \rightarrow 0$ , es decir, para SNR (del inglés, *Signal to Noise Ratio*) elevadas, el criterio MMSE\_C converge al criterio ZF puesto que  $(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \lambda \mathbf{I}) \rightarrow \mathbf{H}\mathbf{H}^H$ .

El modelo MMSE\_C es una técnica de precodificación lineal subóptima como se dijo en el apartado 2.4 basado en un algoritmo computacionalmente más costoso que el empleado por el modelo ZF. Esta complejidad es debida al cálculo del parámetro  $\lambda$ , ya que ha de realizarse la búsqueda de dicho parámetro de forma iterativa para que cumpla la condición de la ecuación 3.21. A pesar de esta complejidad computacional, nos concentramos en este modelo de precodificación porque como se podrá comprobar en capítulos posteriores, se alcanzan mejores resultados de eficiencia espectral con este método que empleando el método de Forzado a Cero.

### 3.4. *Minimum Mean Squared Error Constrained $\gamma$ , MMSE\_C $\gamma$*

En este apartado se realiza el desarrollo del modelo MMSE\_C $\gamma$  de precodificación lineal basado en la técnica que minimiza el error cuadrático medio entre la información de la señal que va a ser transmitida por la estación base y la señal estimada en recepción. Este modelo se diferencia del estudiado anteriormente en el apartado 3.3 debido a que, a pesar de emplear un algoritmo basado en el mismo principio de reducción del error, emplea una técnica diferente para la obtención del parámetro  $\mathbf{W}$ .

En una primera instancia, para obtener los pesos de la matriz  $\mathbf{W}$ , el modelo MMSE\_C $\gamma$  se vale de un algoritmo de búsqueda del valor que hace mínimo en  $\mathbf{W}$  la señal de error definida por la ecuación 3.16.

De este modo, la ecuación que define los pesos  $\mathbf{W}$  para el modelo MMSE\_C $\gamma$  es la siguiente:

$$\mathbf{W}_{MMSE\_C\gamma} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \xi \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \quad \text{Ecuación 3.22.}$$

donde, a diferencia de lo que ocurría en el modelo MMSE\_C, en este modelo no se han de realizar los cálculos tan complejos asociados a la búsqueda del parámetro  $\lambda$ , debiendo cumplir con la ecuación 3.21., sino que en su lugar se dispone de un nuevo parámetro  $\xi$  definido por la siguiente ecuación:

$$\xi = \frac{\text{Traza}(\mathbf{R}_n)}{P_{max}} \quad \text{Ecuación 3.23.}$$

donde  $\mathbf{R}_n$  corresponde a la correlación del ruido.

De esta manera, se puede reescribir la solución del problema de minimización como:

$$\mathbf{W}_{MMSE\_C\gamma} = \left( \mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{\text{Traza}(\mathbf{R}_n)}{P_{max}} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}^H = \mathbf{H}^H \left( \mathbf{H} \mathbf{H}^H + \frac{\text{Traza}(\mathbf{R}_n)}{P_{max}} \mathbf{I} \right)^{-1} \quad \text{Ecuación 3.24.}$$

Nótese, al igual que sucedía en el modelo MMSE\_C, que cuando  $\xi \rightarrow 0$ , es decir, cuando la SNR es elevada, el criterio MMSE\_C $\gamma$  converge al criterio ZF puesto que  $(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \xi \mathbf{I}) \rightarrow \mathbf{H}^H \mathbf{H}$ .

Como se puede observar, la ventaja de este modelo radica en su relativo bajo coste computacional en relación al modelo MMSE\_C, basándose ambos en el mismo principio de reducción del error.

## 3.5. Implementación y desarrollo de los modelos

La implementación y el desarrollo de los modelos de estudio ha sido realizada completamente en Matlab. En este apartado, no se pretende entrar en profundidad a explicar el código de programación desarrollado en esta aplicación, lo que se quiere es introducir la estructura y las pautas seguidas para lograr el desarrollo de los tres modelos, de manera que el lector pueda entender con claridad cómo han sido elaborados.

Los modelos de precodificación lineal en transmisión estudiados previamente en los apartados 3.2, 3.3 y 3.4 presentan una estructura común en cuanto a la implementación se refiere. Dependiendo del modelo que se pretenda analizar, lo que cambia en su implementación es el algoritmo empleado para la obtención de la matriz de pesos de precodificación lineal que, como se puede ver más adelante, es un parámetro fundamental para realizar el cálculo de la tasa de transmisión.

Los pasos a seguir en la implementación de los modelos se estudian a continuación:

El primer paso reside en distribuir a los usuarios por todo el escenario. Seguidamente se establecen las parejas estación base – usuario correspondientes como se describe en el apartado 3.1.

El siguiente paso constituye la implementación de los modelos estudiados previamente para obtener la matriz de pesos o precodificación lineal de transmisión,  $\mathbf{W}$ . Si el modelo de estudio es en ZF, la matriz de pesos se obtiene a través de la ecuación 3.12. Si nos centramos en el modelo MMSE\_C, dicha matriz se calcula a través de la ecuación 3.19 y si el modelo es el MMSE\_Cγ, la matriz de pesos se calcula por medio de la ecuación 3.24.

Una vez tenemos calculada la matriz de pesos con el criterio correspondiente, el siguiente paso consiste en desarrollar un algoritmo de normalización en potencia, de tal forma que todas las estaciones base del sistema estén restringidas en potencia. Este algoritmo lo que busca es que todas las antenas de una misma estación base transmitan a una misma potencia. Además, la suma de la potencia transmitida por cada antena de una misma estación base no puede superar nunca a la potencia máxima, satisfaciendo la siguiente ecuación:

$$\sum_{i=1}^t P_k^i \leq P_{max} \quad \text{Ecuación 3.25.}$$

donde  $P_k^i$  es la potencia transmitida por la antena i-ésima de la estación base correspondiente al usuario k-ésimo.

El algoritmo de normalización en potencia propuesto pretende alcanzar dicho objetivo de la siguiente manera:

$\mathbf{u}$  es el vector de información destinado a los usuarios, y  $\mathbf{x}$ , es la señal que transmite la información que transfieren las estaciones base. La relación entre  $\mathbf{u}$  y  $\mathbf{x}$  hay que buscarla a través de la matriz de pesos de precodificación lineal  $\mathbf{W}$ , que es obtenida en transmisión a través de los modelos estudiados en los apartados 3.3, 3.4 y 3.5 de tal forma que el canal se diagonalice:

$$\mathbf{x} = \mathbf{W}\mathbf{u} \quad \text{Ecuación 3.26.}$$

Para poder aplicar la normalización en potencia, la matriz de pesos  $\mathbf{W}$  tiene que ser de tal manera que la potencia emitida por cada estación base esté restringida, cumpliendo con la ecuación 3.25. La potencia transmitida por la k-ésima estación base viene dada por la ecuación siguiente:

$$P_k = \text{traza} \{ \mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H \} < P_{max} \quad \text{Ecuación 3.27.}$$

Una vez se tienen calculadas todas las potencias, se define una nueva matriz de pesos que llamaremos  $\mathbf{W}'$ .

$$\mathbf{W}' = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{P_{max}}{P_1}} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & & 0 \\ 0 & & \sqrt{\frac{P_{max}}{P_1}} & & \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ & & & \sqrt{\frac{P_{max}}{P_k}} & 0 \\ & & & & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \sqrt{\frac{P_{max}}{P_M}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{W}_1 \\ \mathbf{W}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{W}_k \\ \vdots \\ \mathbf{W}_M \end{pmatrix} \quad \text{Ecuación 3.28.}$$

De esta forma, se consigue que la matriz  $\mathbf{W}$  esté restringida en potencia obteniendo como resultado la matriz  $\mathbf{W}'$ , que es la matriz que será añadida a la señal de transmisión  $\mathbf{x}$  para evitar que se produzca interferencia.

Tras aplicar el algoritmo de normalización de potencia, el siguiente paso es calcular la tasa de bit por usuario, de forma que la tasa para el usuario k-ésimo se calcula por medio de la ecuación siguiente:

$$\log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_r + \mathbf{H}_{master_k}^k \mathbf{H}_{master_k}^{kH} \mathbf{R}^{-1} \right) \right] \quad \text{Ecuación 3.29.}$$

donde  $\mathbf{H}_{master_k}^k$  es la matriz de canal resultante de multiplicar el vector de pesos para el usuario k-ésimo,  $\mathbf{W}_k'$ , con el canal entre las antenas de la estación base k-ésima y las del usuario k-ésimo,  $\mathbf{H}_k^k$ , y  $\mathbf{R}$  que es la aportación del resto del canal, es decir, el canal interferente que queda expresado como:

$$\mathbf{R} = \sum_{i=1, i \neq k}^N \mathbf{H}_{master_k}^i \mathbf{H}_{master_k}^{iH} + \sigma^2 \mathbf{I}_r \quad \text{Ecuación 3.30.}$$

donde  $\mathbf{H}_{master_k^i}$  es el canal que existe entre las estaciones base no asignadas al usuario k-ésimo y el usuario k-ésimo.

# Capítulo 4

## Escenario de Simulaciones

Tras haber realizado el estudio de los modelos de transmisión, es necesario disponer de un escenario de simulación donde poner en práctica los conocimientos adquiridos. Este capítulo pretende introducir las características principales del escenario de simulación basado en el escenario que el lector puede encontrar detallado en el capítulo 4 de la literatura [21].

El escenario de simulación está implementado en Matlab, al igual que los modelos de transmisión del capítulo 3. De esta manera, el escenario ha sido diseñado de forma parametrizable, con el fin de que algunos parámetros puedan ser modificados de manera que se puedan realizar todos los experimentos y pruebas necesarias para efectuar un posterior análisis de los resultados obtenidos que se detallarán en el capítulo siguiente.

Durante el desarrollo del proyecto, tenemos la posibilidad de disponer de dos tipos de escenarios: uno basado en una distribución cuadrada en forma toroidal como se dijo en el apartado 3.1 que tomaremos como escenario principal para las simulaciones y en el que se dispone de  $\alpha$  estaciones base de lado y otro escenario basado en una distribución concéntrica, denominado escenario concéntrico de interferencia, que sirve para el cálculo de la potencia recibida e interferente para cada usuario. Este escenario cuenta con una celda central con una estación base y  $\beta$  anillos circulares concéntricos. Además, se define el parámetro  $\delta$  como el vector que guarda las coordenadas (x,y) que permite desplazar la posición relativa del escenario a través del desplazamiento de la posición de la esquina superior izquierda del escenario de principal o del

desplazamiento de la estación base central en el escenario concéntrico. Se define también el parámetro  $\gamma$  como la distancia entre bases medida en kilómetros.

Ambos escenarios quedan escenificados en la figura 4.1.

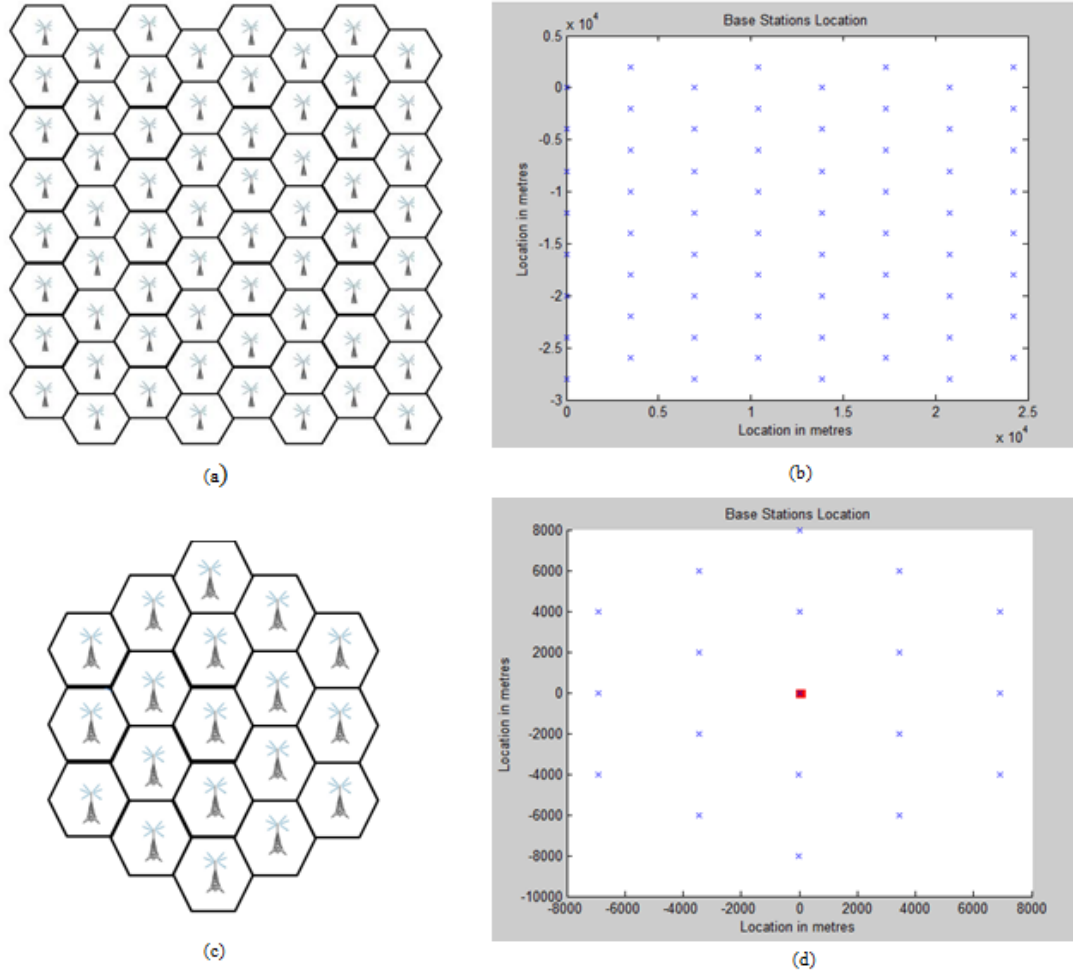


Figura 4.1. (a) (b) Escenario completo de distribución cuadrada con  $\alpha=8$  estaciones base de lado.  
 (c) (d) Escenario concéntrico con una estación base central y  $\beta=3$  anillos circulares.

Para el desarrollo del proyecto se emplea la utilización conjunta de ambos escenarios, ya que de esta manera se pueden realizar los cálculos de interferencia correspondientes a los usuarios localizados en cada una de las celdas. Tal y como se dijo en el apartado 3.1 el escenario de interferencia se diseña de tal manera que a un usuario solo le llega información interferente procedente de las  $\beta$  capas concéntricas que lo rodean, debido a las pérdidas por multicamino. De esta forma, no todas las estaciones base del escenario completo interfieren en la potencia recibida para un usuario concreto.

Con este esquema se puede obtener el cálculo de potencia recibida e interferente de cualquier usuario que se encuentre en el sistema, simplemente localizando la estación base asignada al usuario, para así disponer automáticamente de las posiciones de todas aquellas estaciones base concéntricas que causan interferencia al usuario bajo estudio.

Debido a que el escenario completo es en forma toroidal, cerrándose sobre sí mismo como si fuera una esfera, no hay que preocuparse por los usuarios que se encuentren en una celda próxima a uno de los bordes del escenario, ya que el cálculo de la potencia recibida por estos usuarios se realizará idénticamente al caso de un usuario localizado en una celda central del sistema. Si el usuario se encuentra localizado cerca del borde del escenario cuadrado, las estaciones bases que le van a causar interferencia son las que se encuentran en el anillo concéntrico y en caso de no existir, la interferencia será causada por las estaciones base que se encuentran en el lado opuesto del escenario, como se muestra en la figura 4.2.

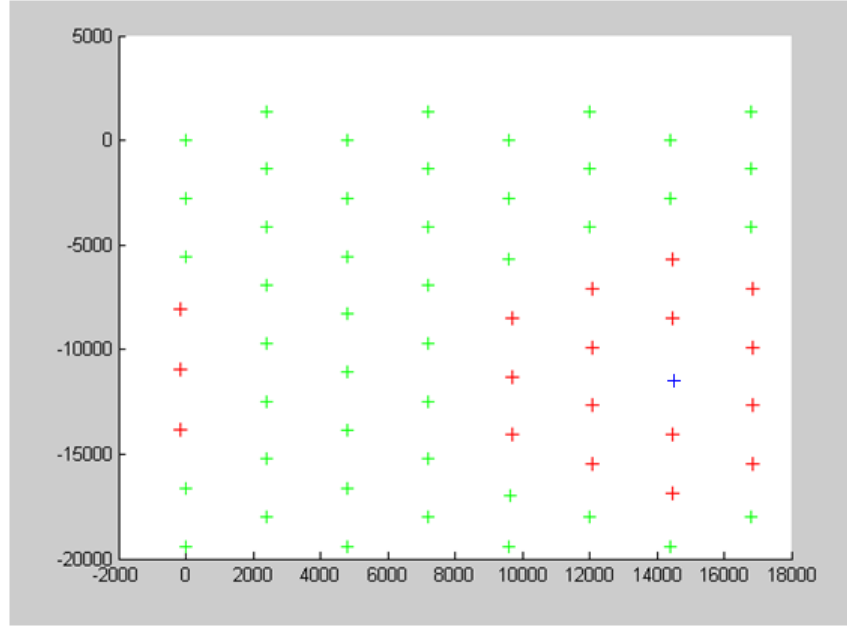


Figura 4.2. Escenario con un usuario cercano al borde del escenario cuadrado de tamaño  $8 \times 8$ .

La figura 4.2 muestra en color verde las estaciones base distribuidas en el escenario de tamaño  $\alpha=8$  estaciones base de lado, en color azul se representa la estación base de la celda en la que se encuentra el usuario y en color rojo se plasman las estaciones base que están dentro del anillo concéntrico de interferencia considerando  $\beta=3$ .

En cuanto a la distribución de los usuarios en el sistema, a la hora de realizar una simulación solo se permiten 2 tipos, pudiéndose configurar el número de usuarios y lugar de inserción (sobre el sistema global, o sobre una celda en concreto): la primera distribución es tipo malla que coloca a los usuarios en el sistema de forma uniforme y la segunda distribución que coloca los usuarios aleatoriamente en el sistema de tal forma que simula situaciones reales en la que existe una densa distribución de usuarios dentro de una celda. Ambas distribuciones quedan representadas en la figura 4.3.



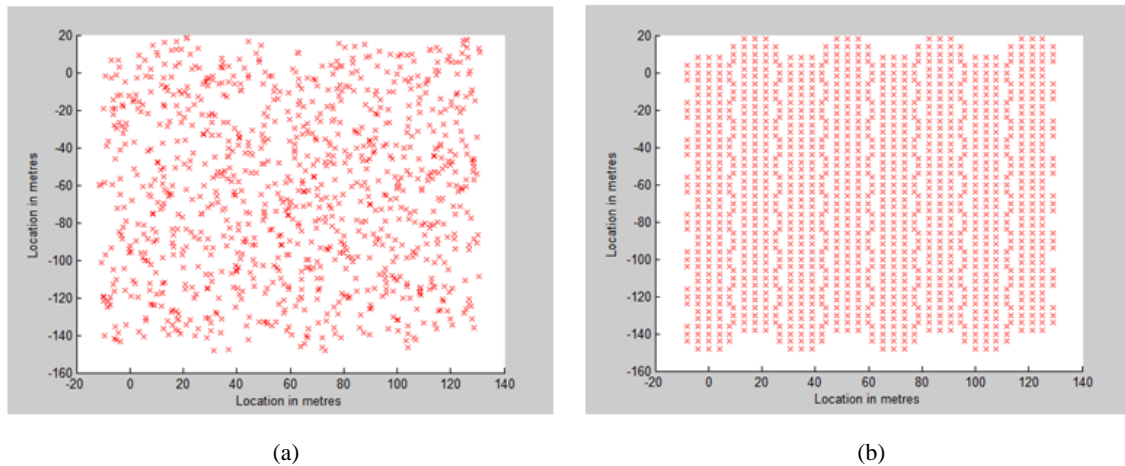


Figura 4.3. (a) Usuarios distribuidos aleatoriamente en el sistema global. (b) Usuarios distribuidos uniformemente en forma de malla en el sistema global.

Otros parámetros importantes que pueden ser configurados en el sistema son el radio de la célula, el número de sectores por estación base, las ganancias de las antenas transmisoras y receptoras, además de diferentes modelos de desvanecimiento por multicamino dependiendo del tipo de escenario que seleccionemos: con o sin obstáculos.

- **Escenario particularizado para las simulaciones prácticas**

Este subapartado se centra en precisar cada uno de los parámetros configurables sobre el que vamos a utilizar de manera que se dé forma al escenario final de simulación para realizar un profundo estudio de los modelos de transmisión del capítulo 3.

El escenario de simulación se define como una red celular donde cada célula tiene forma hexagonal. Una celda solamente alberga a una estación base centrada que emplea antenas omnidireccionales, por lo que al no contar con antenas sectorizadas divididas en diferentes sectores que apunten a diferentes direcciones, el número de sectores por base es igual a uno.

El tamaño del escenario completo de la red es de  $\alpha=8$  estaciones base de lado, formando un sistema celular de  $8 \times 8$  estaciones base como el de la figura 4.2 (a) y (b), de tal forma que la distancia entre bases  $\gamma=2770$  metros. Este escenario es en forma toroidal, para evitar los problemas asociados al análisis en los bordes del sistema como se ha explicado anteriormente.

Para el escenario concéntrico, el número de capas concéntricas que afectan al usuario bajo estudio es  $\beta=3$ , de tal manera que las señales procedentes de las estaciones base que se encuentren fuera de este anillo concéntrico formado por las 19 estaciones base más próximas al usuario de estudio son tan débiles que no se tienen en cuenta a la hora de realizar el cálculo de la potencia recibida debido a las pérdidas por multicamino.

El escenario cuenta con 1000 usuarios que son distribuidos de forma aleatoria en el sistema. El estudio de los modelos se realiza sobre un único canal de frecuencia/código, por lo que solamente se va a disponer de un único usuario por estación base. De esta manera, se forman 64 parejas estación base – usuario como se explica en el apartado 3.1.

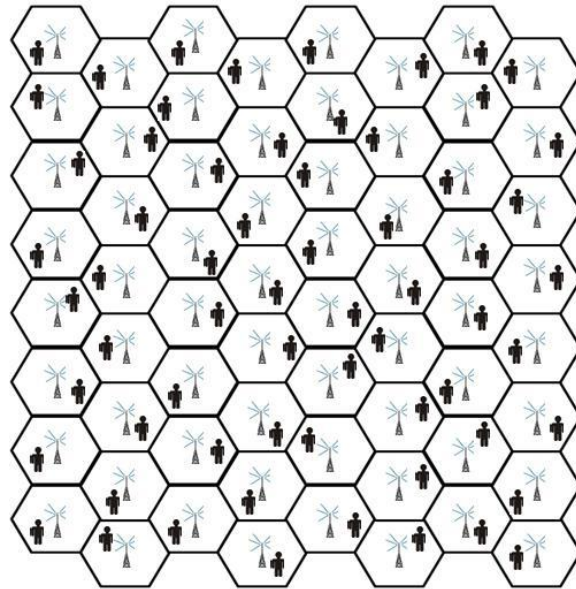


Figura 4.4. Escenario formado por 64 parejas estación base – usuario.

Teniendo en cuenta que los usuarios se representan de forma estática durante las simulaciones, no se tiene en cuenta el efecto Doppler producido por el movimiento relativo entre transmisor y receptor. Este movimiento puede ser imitado por la simulación de diferentes iteraciones como se explicó anteriormente en el apartado 2.5 ya que la posición de los usuarios en el sistema es diferente para cada iteración. Esto será lo que modifique los términos de pérdidas por camino, *Shadow fading* y *Rayleigh* descritos por las ecuaciones 2.9, 2.10 y 2.11.

# Capítulo 5

## Resultados

Una vez realizado el estudio de los modelos propuestos de precodificación lineal utilizados en transmisión para el presente proyecto, y tras la descripción del escenario de simulación y su implementación, en este capítulo se analizarán las prestaciones obtenidas tras diferentes simulaciones por cada uno de los modelos: ZF, MMSE\_C y MMSE\_Cγ, bajo ciertas condiciones de simulación descritas en el capítulo 4 y en el apartado 2.5.

A través de las simulaciones para cada uno de los modelos presentados en el capítulo 3, estudiaremos la eficiencia espectral que se define como la tasa de bit por símbolo y por base para cada usuario, además de otros parámetros numéricos como son la tasa media máxima, la tasa media mínima y la tasa media de bit por símbolo y por usuario.

Además, se realizarán simulaciones donde se pretenden estudiar diferentes casos de sistemas MIMO para diferentes versiones de según la notación  $(t,r)$ . Debido al alto rendimiento computacional requerido para elevados valores de  $(t,r)$ , solamente se realizarán simulaciones para valores de  $(1,1)$  siendo este el caso para un sistema SISO,  $(2,1)$  que resulta el caso más real de simulación según la estructura actual de las redes de comunicaciones móviles,  $(3,2)$  caso que estudia un sistema MIMO para mayor número de antenas en transmisión que en recepción y por último el caso  $(4,4)$  que estudia un sistema MIMO para igual número de antenas en transmisión y recepción contando un número de antenas relativamente elevado.

Con el fin de obtener unos resultados lo suficientemente objetivos, el número de iteraciones que se realizan para cada uno de los casos es 100 iteraciones y teniendo en cuenta que se obtienen diferentes tasas de bit por símbolo para cada usuario en cada iteración, contamos con 100 muestras por cada uno de los 64 usuarios de los que dispone el sistema, alcanzando un total de 6400 muestras.

## 5.1. Resultados obtenidos por el modelo ZF

Este apartado pretende recoger los resultados obtenidos tras las simulaciones realizadas para el primer modelo de estudio desarrollado en el apartado 3.2, que pretendía alcanzar una alta eficiencia espectral eliminando la interferencia interusuario a través de transmisiones ortogonales mediante el método de la pseudoinversa del canal, de forma que a un usuario asignado a una cierta estación base únicamente le llegue la información que va dirigida a él.

El primer caso de simulación para el modelo ZF se corresponde con la versión (1,1), en la cual, el sistema dispone de 64 estaciones base, donde cada una de ellas tiene asignado a un usuario que se encuentra distribuido en el sistema dentro de su celda. Con lo cual, se dispone de 64 parejas estación base – usuario, en el que cada estación base dispone de una única antena transmisora, al igual que el receptor solamente cuenta con una sola antena receptora. El resultado obtenido tras realizar las 100 iteraciones se muestra en la figura 5.1.

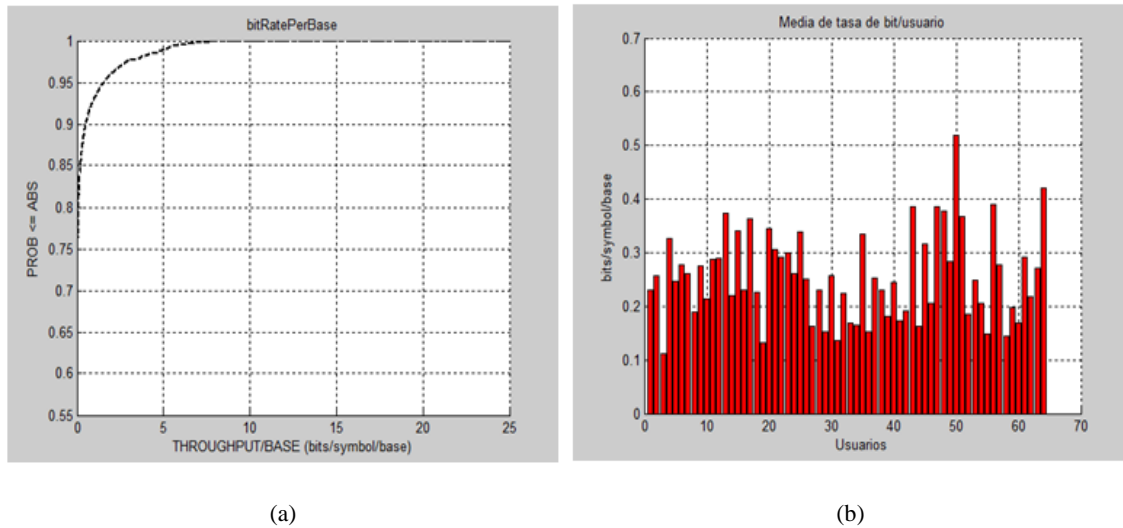


Figura 5.1. (a) Eficiencia espectral del modelo ZF para el caso (1,1)  
(b) Tasa de bit media por usuario del modelo ZF para el caso (1,1).

Analizando la figura 5.1 (a) se puede observar que la eficiencia espectral para el caso de un sistema SISO es relativamente baja, a pesar de cancelar la interferencia inter usuario, ya que solo aproximadamente un 2% de los usuarios alcanza una tasa igual o superior a 5 bit/símbolo, siendo ésta inferior a 1 bit/símbolo para el 90% de los usuarios en el sistema. Esto puede ser debido a que el algoritmo de normalización de potencia empleado reduzca tanto la señal para no producir interferencia intercelular, que la señal que recibe el usuario es muy débil y de poca intensidad, lo cual se traduce en una baja tasa de bit/símbolo. Este método es el método de conformación de haz basado en Forzado a Cero más básico, que aunque presente un relativo alto coste computacional debido a que tiene que realizar la pseudoinversa del canal de transmisión, no es nada comparado con el coste computacional requerido por otros métodos de conformación de haz basado el Forzado a Cero, como el método de diagonalización por bloques que

podemos encontrar en la literatura [21] [23] que implica realizar una descomposición en valores singulares del canal de transmisión y un posterior algoritmo de optimización de potencia altamente costoso computacionalmente.

La tasa de bit media por usuario para cada una de las iteraciones se muestra en la figura 5.1 (b), donde cada una de las barras corresponde a la tasa media obtenida por un usuario tras el total de las iteraciones. En la figura 5.1 (b) se pueden apreciar numéricamente los valores de tasa media de bit obtenidos por los usuarios el sistema, siendo el valor máximo de tasa de bit 0.5321 bits/símbolo y el valor mínimo 0.1557 bits/símbolo, obteniéndose una media de 0.2559 bits/símbolo.

A pesar de que estas tasas puedan parecer bajas, debemos tener en cuenta que se ha aplicado un algoritmo de cancelación de interferencia interusuario y el algoritmo de normalización en potencia para evitar la interferencia intercelular, de tal manera que si estos algoritmos no fueran aplicados, la tasa que recibiría un usuario en este escenario de simulación bajo condiciones de interferencia sería muy inferior a la obtenida por este método, por lo que la tasa de bit por símbolo que se alcanza puede considerarse alta en relación a la tasa que obtendríamos con interferencia, de ahí la consideración de la alta eficiencia espectral.

A continuación se pretende estudiar los resultados obtenidos por el caso (2,1), el cual representa un modelo práctico de un sistema comunicaciones móviles, en el que los terminales solamente disponen de una antena receptora y las estaciones base disponen de más de una antena para efectuar la transmisión. Los resultados obtenidos para este caso se muestran en la figura 5.2.

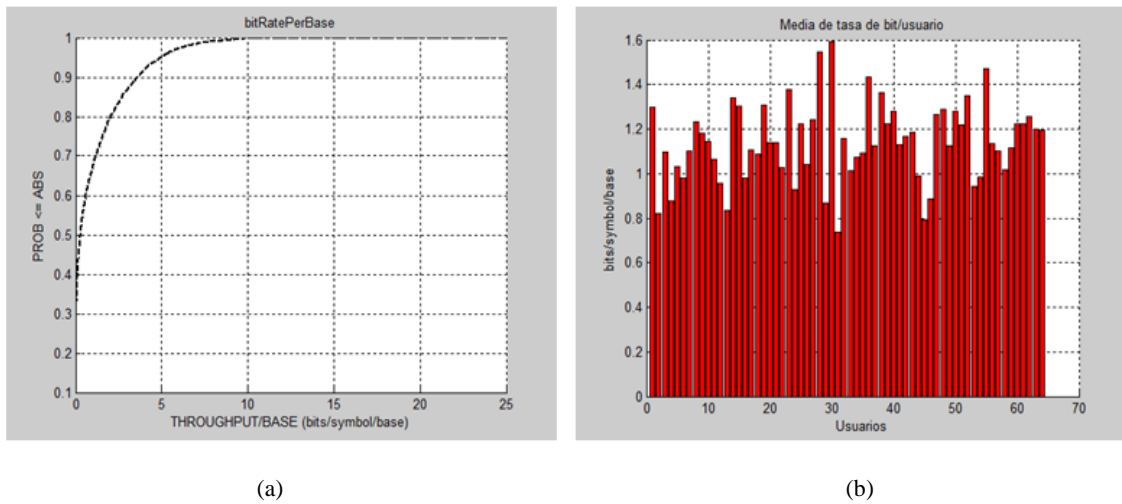


Figura 5.2. (a) Eficiencia espectral del modelo ZF para el caso (2,1)  
(b) Tasa de bit media por usuario del modelo ZF para el caso (2,1).

La figura 5.2 (a) muestra una mejoría de los datos en términos de eficiencia espectral para el caso (2,1) en comparación con el caso (1,1), ya que la curva se encuentra más desplazada hacia la derecha, lo que implica mayores tasas para los usuarios, de forma que aproximadamente el 5% de los usuarios obtengan una tasa

superior a 5 bits/símbolo y que el 80% de los usuarios alcancen una tasa de 2.4 bits/símbolo o menos.

La figura 5.2 (b) muestra la gráfica donde se dibujan las barras correspondientes a los valores de tasa media de bit por usuario para cada una de las iteraciones. La tasa media obtenida para este caso es de 0.8836 bits/símbolo. La máxima tasa obtenida es 1.5924 bits/símbolo y la mínima tasa es de 0.7380 bits/símbolo, siendo ésta mayor que la máxima tasa obtenida tras la simulación de un sistema SISO.

Posteriormente, el estudio continua con el análisis de los resultados para el caso (3,2), el cual representa un sistema MIMO donde las estaciones base disponen de mayor número de antenas (3 antenas) en comparación con las que cuentan los usuarios (2 antenas). Los resultados se muestran en la figura 5.3 (a).

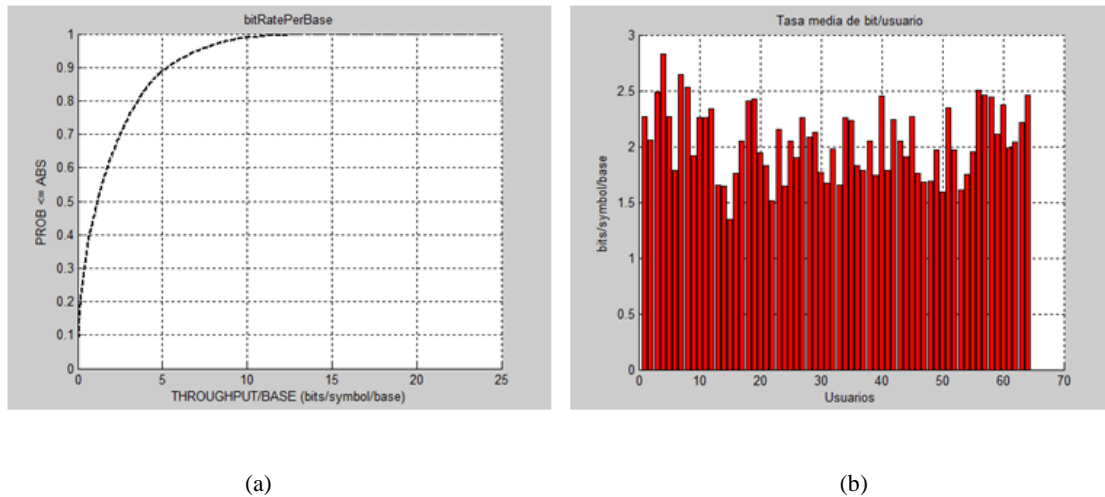


Figura 5.3. (a) Eficiencia espectral del modelo ZF para el caso (3,2)  
(b) Tasa de bit media por usuario del modelo ZF para el caso (3,2).

Podemos observar que se producen mejoras en la eficiencia espectral al incrementar el número de antenas tanto en transmisión como en recepción, al desplazarse la gráfica hacia la derecha. Un 10% de los usuarios dispone de 5bits/símbolo mientras que el 70% de los usuarios cuenta con una tasa igual o inferior a 2.5 bits/símbolo, con lo que se consigue una mejora del 10% con respecto al modelo (2,1). Por otro lado, la tasa máxima obtenida por un usuario es de 2.8287 bits/símbolo, la tasa mínima es de 1.3500 bits/símbolo y la tasa media 1.9741 es de bits/símbolo.

Por último, se presentan los resultados obtenidos por el caso MIMO (4,4), que cuenta con un número elevado e idéntico en transmisión y recepción. La figura 5.4 (a) muestra que se llegan a alcanzar hasta 15 bits/símbolo para unos pocos usuarios, alcanzándose una tasa de 5 bits/símbolo para aproximadamente el 82% de los usuarios o menos y una tasa de 2.5 bits/símbolo para casi el 60% de los usuarios o menos.

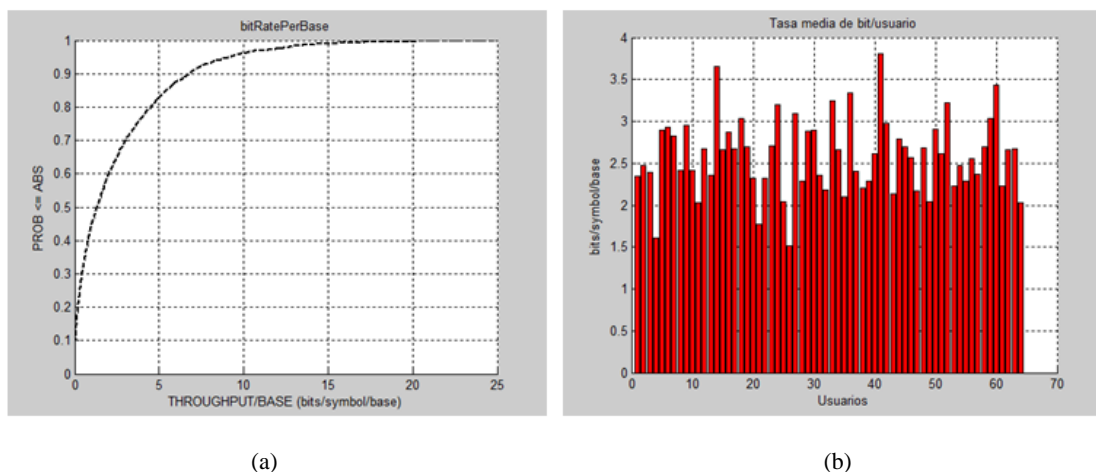


Figura 5.4. (a) Eficiencia espectral del modelo ZF para el caso (4,4)  
(b) Tasa de bit media por usuario del modelo ZF para el caso (4,4).

Los valores correspondientes a las tasas propias para cada usuario en el sistema se muestran en la figura 5.4 (b) de forma que la máxima tasa obtenida es de 3.8327 bits/símbolo y la tasa mínima es de 1.5269 bits/símbolo, obteniendo una media de 2.4305 bits/símbolo.

La tabla 5.1 muestra numéricamente la tasa media de bit/símbolo obtenidas para los diferentes casos de estudio, además de la mejora en media en bits por símbolo que existe al aumentar el número de antenas para cada uno de los casos respecto al caso anterior:

	Caso (1,1)	Caso (2,1)	Caso (3,2)	Caso (4,4)
<b>Tasa Media (bits/símbolo)</b>	0.2559	1.1395	1.9741	2.4305
<b>Mejora (bits/símbolo)</b>	-	0.8836	0.8346	0.4564

Tabla 5.1. Media y mejora en bits/símbolo del modelo ZF para los casos (1,1), (2,1), (3,2) y (4,4).

Tras observar la tabla, y haber analizado los resultados obtenidos para cada uno de los casos de estudio, es fácilmente apreciable la mejora en cuanto a la eficiencia espectral al aumentar el número de antenas en el sistema. De esta forma, se puede comprobar cómo la mejora en la eficiencia espectral al introducir una doble antena en transmisión para el caso (2,1) con respecto al caso de un sistema SISO, se traduce en 0.8836 bits/símbolo de media. Por otro lado, al aumentar en tres el número de antenas en transmisión y en dos el número de antenas en recepción para el caso (3,2) se puede observar cómo se obtiene una tasa de 1.9741 bits/símbolo de media, logrando alcanzar una mejora con respecto al caso (2,1) de 0.8346 bits/símbolo de media. Ya por último, para el caso (4,4) se alcanza, 2.4305 bits/símbolo de media, y una mejora con respecto al caso (3,2) de 0.4564 bits/símbolo.



## 5.2. Resultados obtenidos por el modelo MMSE\_C

En este segundo apartado se pretenden analizar los resultados obtenidos para el modelo de estudio MMSE\_C desarrollado en el apartado 3.3. Este modelo basaba su estrategia de precodificación lineal en la reducción de la potencia media de la señal de error, que es la diferencia entre la señal de información en la parte del transmisor y la señal estimada por el usuario en recepción.

Del mismo modo que en el modelo analizado en el apartado anterior, se analiza en primer lugar los resultados correspondientes para el caso fundamental de una antena transmisora en las estaciones base y una antena receptora en los terminales de usuario (1,1). Tras realizar las 100 iteraciones, los resultados quedan recogidos a través de la figuras 5.5 (a) y (b).

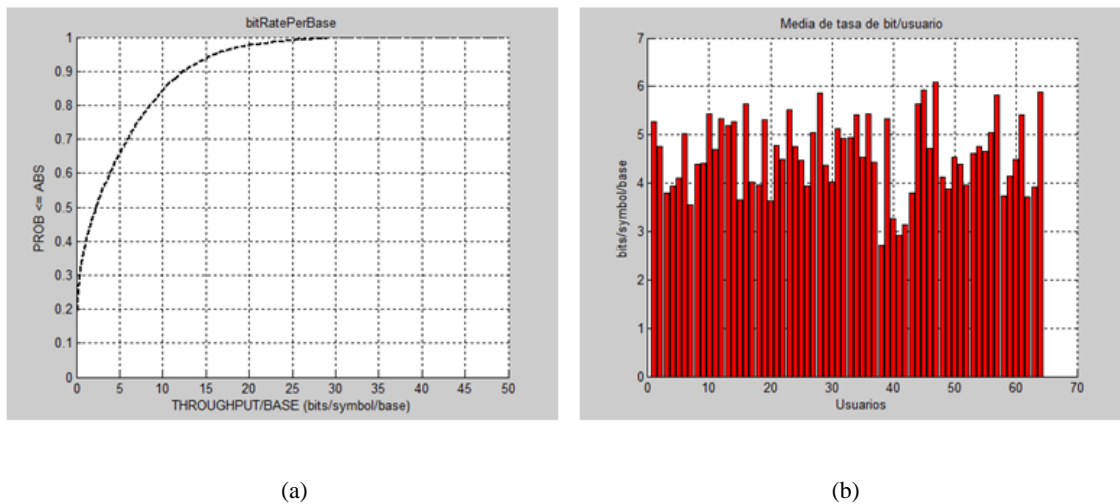


Figura 5.5. (a) Eficiencia espectral del modelo MMSE\_C para el caso (1,1)  
(b) Tasa de bit media por usuario del modelo MMSE\_C para el caso (1,1).

Observando directamente la gráfica de la figura 5.5 (a), se puede comprobar la mejora que ofrece este método en términos de eficiencia espectral en comparación con el modelo ZF, ya que en este caso la curva muestra como unos pocos usuarios, alrededor del 5%, alcanzan una tasa igual o superior a 15 bits/símbolo, obteniendo una tasa de 10 bits/símbolo para el 85% de los usuarios o menos y una tasa de 5 bits/símbolo para el 65% de los usuarios o menos.

La figura 5.5 (b) muestra las barras correspondientes a los valores de tasa media de bit por usuario para cada una de las iteraciones. La tasa media que se obtiene para en caso (1,1) es 4.5947 bits/símbolo. La máxima tasa obtenida es 6.0798 bits/símbolo y la mínima tasa es de 2.7169 bits/símbolo, siendo ésta mayor que la máxima tasa obtenida tras la simulación de un sistema SISO para el modelo ZF.

A continuación, el resultado de la simulación que nos ofrece el caso (2,1) puede ser observado en la figura 5.6 (a) y (b).

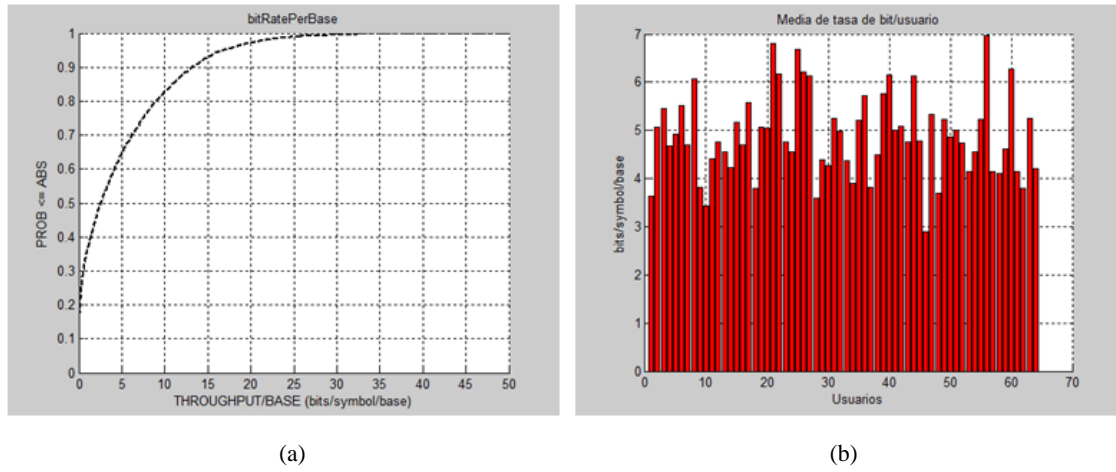


Figura 5.6. (a) Eficiencia espectral del modelo MMSE\_C para el caso (2,1)  
(b) Tasa de bit media por usuario del modelo MMSE\_C para el caso (2,1).

La figura 5.6 (a) muestra una leve mejoría en concepto de tasa de bit/símbolo para los usuarios en el sistema en comparación con el caso (1,1), al ser añadida una antena más al transmisor. La mejora se refleja en que para aproximadamente el 8% de los usuarios dispone de una tasa de 15 bits/símbolo o superior, mientras que para el 65% de los usuarios o menos el sistema ofrece una tasa de 5 bits/símbolo.

Al añadir una antena a las estaciones base transmisoras, los resultados muestran una leve mejoría en cuanto a la eficiencia espectral, aunque cabría esperar una mejora más importante. Además, el consumo de recursos computacionales y el tiempo de cómputo al añadir la antena, han aumentado considerablemente.

La figura 5.6 (b) representa esta pequeña mejora de forma que a partir de ella se obtienen los resultados numéricos de tasa media máxima obtenida en el sistema (6.9628 bits/símbolo), tasa media mínima (2.9017 bits/símbolo) y tasa media (4.8867 bits/símbolo).

Para el caso del sistema MIMO con mayor número de antenas en transmisión que en recepción, en este caso (3,2), los resultados se muestran en la figura 5.7 (a) y (b).

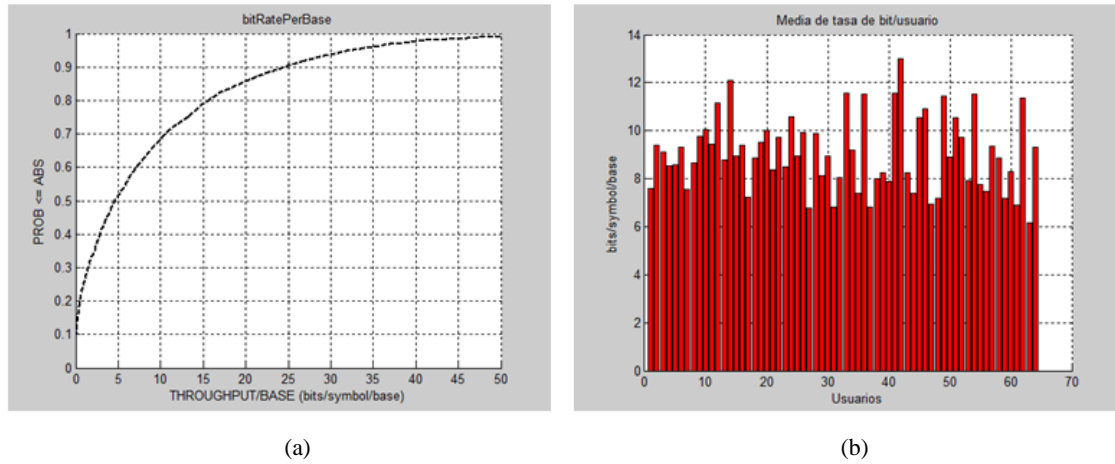


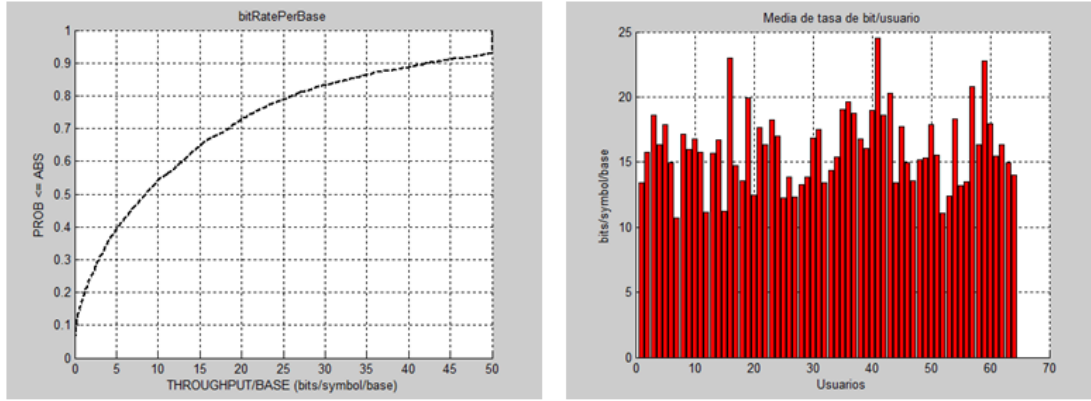
Figura 5.7. (a) Eficiencia espectral del modelo MMSE\_C para el caso (3,2)  
(b) Tasa de bit media por usuario del modelo MMSE\_C para el caso (3,2).

La figura 5.7 (a) muestra que al considerar un escenario MIMO en el que se introducen un mayor número de antenas en transmisión y recepción, se mejoran considerablemente las capacidades del sistema, ya que habrá un 10% de los usuarios que cuenten con una tasa igual o superior a 25 bits/símbolo, contando el 80% de los usuarios o menos con una tasa aproximada de 16 bits/símbolo y el 50% de los usuarios o menos con una tasa de 5 bits/símbolo.

Numéricamente, para el caso (3,2) se consiguen las siguientes tasas en el sistema: la tasa media máxima es 13.0140 bits/símbolo, la tasa media mínima es 6.1626 bits/símbolo y la tasa media obtenida por el sistema es 9.0281 bits/símbolo.

Analizando los resultados, se puede comprobar cómo el sistema MIMO (3,2) alcanza una alta eficiencia espectral, en el que unos pocos usuarios llegan alcanzar tasas próximas a los 50 bits/símbolo. Al incrementar el número de antenas en recepción se aprecia una elevada mejoría de los resultados obtenidos en cuanto a la eficiencia espectral.

Como último caso para este modelo, los resultados obtenidos tras la simulación de un sistema con cuatro antenas transmisoras y cuatro antenas receptoras denominado (4,4) queda representado por la figura 5.8 (a) y (b).



(a) (b)  
 Figura 5.8. (a) Eficiencia espectral del modelo MMSE\_C para el caso (4,4)  
 (b) Tasa de bit media por usuario del modelo MMSE\_C para el caso (4,4).

En este caso, se puede observar en la figura 5.8 (a) una notable mejora en cuanto a la eficiencia espectral debido al incremento en el número de antenas, ya que para este caso, como mínimo un 10% de los usuarios cuenta con una tasa igual o superior a 43 bits/símbolo, mientras que el 80% de los usuarios o menos dispone de 25 bits/símbolo, que es lo que obtenían el 10% de los usuarios o menos, en el caso (3,2). Ahora, los usuarios disfrutan de una tasa media de 16.0520 bits/símbolo, además de una tasa media máxima de 24.5507 bits/símbolo y una tasa media mínima de 10.6759 bits/símbolo.

A través de la tabla 5.2 se muestra numéricamente la tasa media de bit/símbolo alcanzadas, además de la mejora existente entre los diferentes casos de estudio e comparación con el caso anterior:

	Caso (1,1)	Caso (2,1)	Caso (3,2)	Caso (4,4)
<b>Tasa Media (bits/símbolo)</b>	4.5947	4.8867	9.0281	16.0520
<b>Mejora (bits/símbolo)</b>	-	0.2920	3.9155	7.0239

Tabla 5.2. Media y mejora en bits/símbolo del modelo MMSE\_C para los casos (1,1), (2,1), (3,2) y (4,4).

Ojeando la tabla 5.2 se puede observar cómo el aumento del número de antenas en el sistema produce mejoras en la eficiencia espectral. La tabla 5.2 muestra numéricamente en cuánto se traduce esta mejora. De esta manera, puede observarse como la mejora en la eficiencia espectral para el caso (2,1) con respecto al caso (1,1) puede traducirse en aproximadamente 0.3 bits/símbolo de media, tras alcanzar una tasa media de 4.8867 para el caso (2,1) respecto a los 4.5947 bits/símbolo de media obtenidos para el caso (1,1). Por otro lado, para el caso (3,2) en el que solamente se incrementa el número de antenas en transmisión y recepción con respecto al caso (2,1), se alcanza una tasa de aproximadamente 9 bits/símbolo de media, que podríamos decir que es bastante elevada, consiguiendo una mejora con respecto al caso (2,1) de casi 4 bits/símbolo de media. Por último, para el caso (4,4) se alcanza 16.5582 bits/símbolo de

media, lo cual se traduce en una tasa importante, consiguiendo alcanzar una mejora con respecto al caso (3,2) de 7.0239 bits/símbolo.

Además, para el modelo analizado en este apartado, hay que tener en cuenta que al igual que se incrementa la eficiencia espectral aumentar el número de antenas disponibles en transmisión y recepción, también se incrementa el consumo de recursos computacionales implicados para el cálculo de las tasas al aumentar el número de antenas, por lo que, a mayor número de antenas empleadas en el sistema, mayor será el consumo de recursos de CPU y mayor será de tiempo de ejecución de las simulaciones.

## 5.3. Resultados obtenidos por el modelo MMSE\_C $\gamma$

Por último, en este tercer apartado se pretenden analizar los resultados obtenidos para el modelo de estudio MMSE\_C $\gamma$  desarrollado en el apartado 3.3, el cual, aunque basado en el mismo principio de reducción de la potencia media de la señal de error que emplea el modelo MMSE\_C, emplea un algoritmo diferente mucho más sencillo para calcular la matriz de precodificación.

En primer lugar, al igual que se realizó previamente en los apartados anteriores de este capítulo, comenzamos analizando los resultados para el caso de un sistema SISO con una antena transmisora y una antena receptora.

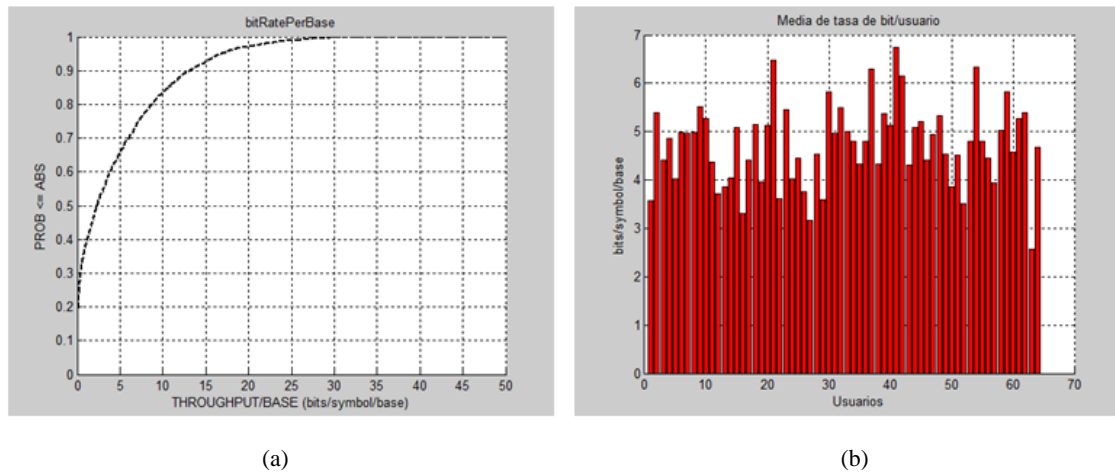
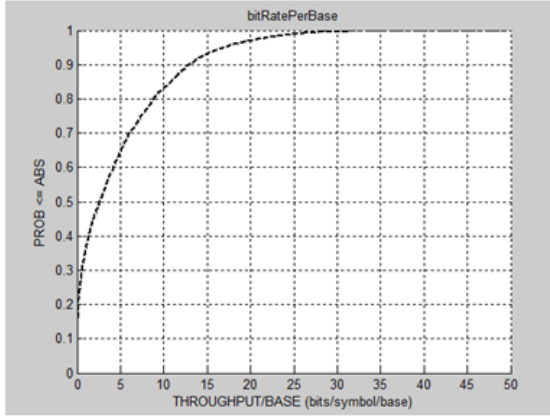


Figura 5.9. (a) Eficiencia espectral del modelo MMSE\_C $\gamma$  para el caso (1,1)  
(b) Tasa de bit media por usuario del modelo MMSE\_C $\gamma$  para el caso (1,1).

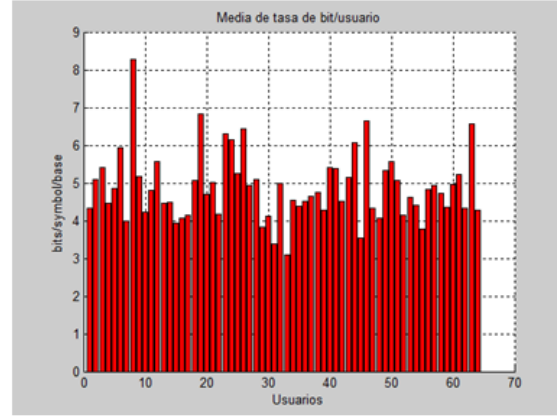
La curva de la eficiencia espectral del modelo MMSE\_C $\gamma$  para el caso (1,1) queda reflejada en la gráfica de la figura 5.9 (a), en la que se puede observar como aproximadamente un mínimo del 8-9% de los usuarios en el sistema alcanzan una tasa igual o superior a 15 bits/símbolo, obteniéndose 10 bits/símbolo para aproximadamente una tasa del 82% de los usuarios o inferior.

Además, la tasa media que se obtiene para en caso (1,1) es 4.7296 bits/símbolo. La tasa media máxima obtenida es 6.8420 bits/símbolo y la tasa media mínima es de 2.7841 bits/símbolo.

A continuación, se analizan los resultados correspondientes a la versión (2,1) del modelo MMSE\_C $\gamma$ .



(a)

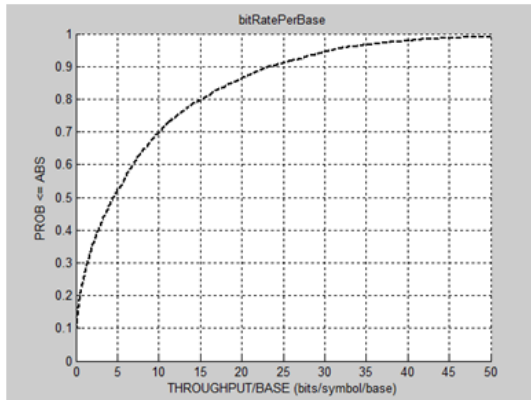


(b)

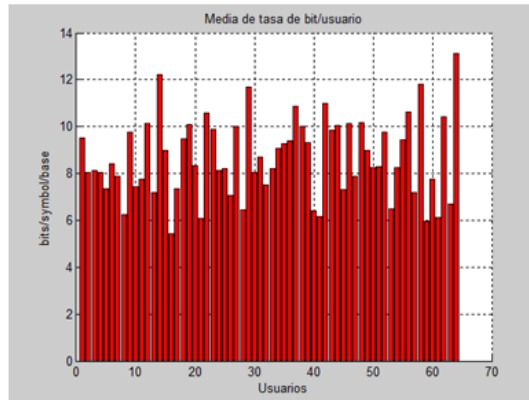
Figura 5.10. (a) Eficiencia espectral del modelo MMSE\_C $\gamma$  para el caso (2,1)  
(b) Tasa de bit media por usuario del modelo MMSE\_C $\gamma$  para el caso (2,1).

En el caso (2,1), se alcanzan tasas similares a las obtenidas por el caso (1,1), por lo que no se observa una cuantiosa mejoría al aumentar el número de antenas en transmisión. La tasa media de bit por símbolo es de 4.9737 bits, y la tasa media máxima obtenida por un usuario es 8.2651 bits/símbolo.

En la figura 5.11 (a) y (b) se muestran los resultados para el caso (3,2).



(a)



(b)

Figura 5.11. (a) Eficiencia espectral del modelo MMSE\_C $\gamma$  para el caso (3,2)  
(b) Tasa de bit media por usuario del modelo MMSE\_C $\gamma$  para el caso (3,2).

En este caso se observa como al aumentar el número de antenas tanto en transmisión como en recepción se consigue una sustancial mejora en cuenta a eficiencia espectral, es decir, se logra alcanzar unas tasas de bits/símbolo mayores en el sistema en comparación con el caso (2,1).

Cabe destacar, que al igual que ocurría en el modelo MMSE\_C, en este modelo también sucede que el incremento de antenas únicamente en el receptor produce una

mayor mejora en la eficiencia espectral que simplemente el hecho de producir solo este incremento del número de antenas en el transmisor. Al aumentarse en el caso (3,2) respecto al caso (2,1), el número de antenas tanto en las estaciones base como en los usuarios, se alcanzan tasas muy elevadas. Por ejemplo, la tasa media para los usuarios es de 8.9646 bits/símbolo, y la tasa media máxima y mínima obtenida por un usuario en el sistema es de 13.1220 bits/símbolo y 5.4097 bits/símbolo respectivamente.

En última instancia, nos centramos en el caso (4,4) MMSE\_C $\gamma$ . Los resultados obtenidos para este caso se muestran en la figura 5.12 (a) y (b).

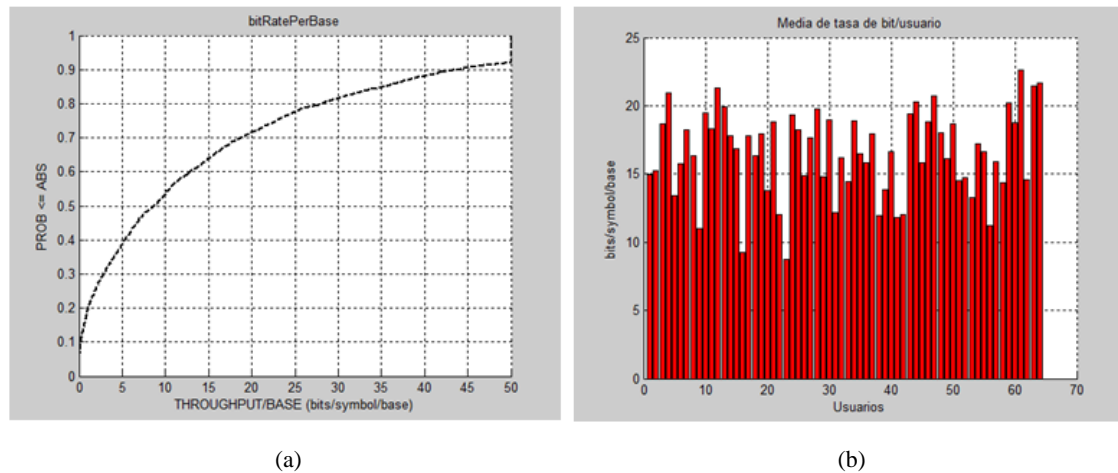


Figura 5.12. (a) Eficiencia espectral del modelo MMSE\_C $\gamma$  para el caso (4,4)  
(b) Tasa de bit media por usuario del modelo MMSE\_C $\gamma$  para el caso (4,4).

En este último caso, y como se mencionó anteriormente para el caso (3,2) el aumento del número de antenas produce una sustancial mejora en cuanto a eficiencia espectral. Esta mejora se puede observar a través de la figura 5.12 (a) que muestra como para el 10% de los usuarios o menos se alcanzan tasas de aproximadamente 45 bits/símbolo y que el 50% de los usuarios o mas cuenta con una tasa de 9 bits/símbolo o superior. Además, del análisis de la figura 5.12 (b) se puede recoger que la tasa media obtenida es de 16.5582 bits/símbolo, la tasa media máxima es 22.6215 bits/símbolo y la tasa media mínima obtenida para un usuario en el sistema es de 8.7184 bits/símbolo.

La tabla 5.3 muestra los resultados de tasa media recogidos por cada uno de los casos de estudio para el modelo MMSE\_C $\gamma$ , de forma que se pueda realizar una comparación de los resultados obtenidos para cada uno de los casos tras analizar la mejora que se produce al aumentar el número de antenas respecto al caso anterior.

	Caso (1,1)	Caso (2,1)	Caso (3,2)	Caso (4,4)
<b>Tasa Media (bits/símbolo)</b>	4.7296	4.9737	8.9646	16.5582
<b>Mejora (bits/símbolo)</b>	-	0.2441	3.9909	7.5936

Tabla 5.3. Media y mejora en bits/símbolo del modelo MMSE\_C $\gamma$  para los casos (1,1), (2,1), (3,2) y (4,4).



De esta manera, se puede observar como a medida que se aumenta el número de antenas, se obtienen mejores tasas de bit en el sistema. La mejora que se produce al ampliar el número de antenas en cada caso se deriva tras analizar los resultados de la tabla 5.3. Puede observarse como la mejora en la eficiencia espectral al introducir una doble antena en transmisión con respecto al caso (1,1) se traduce en aproximadamente 0.25 bits de media, al pasar de obtener una tasa media de 4.7296 bits/símbolo a 4.9737 bits/símbolo. Por otro lado, al aumentar el número de antenas en transmisión y recepción para el caso (3,2) se consiguen alcanzar tasas más elevadas llegando a obtener 8.9646 bits/símbolo de media, logrando una mejora con respecto al caso (2,1) de 3.9909 bits/símbolo de media. Finalmente, para el caso (4,4) se alcanza una tasa bastante elevada, 16.5582 bits/símbolo de media, y se logra una mejora con respecto al caso (3,2) de 7.5936 bits/símbolo.

Por último, como se dijo anteriormente en este apartado y en el apartado 3.4, el modelo MMSE\_C $\gamma$  emplea un algoritmo que utiliza una técnica diferente de reducción del error mucho más sencilla para calcular la matriz de precodificación comparado con el modelo MMSE\_C, lo cual se traduce en un ahorro considerable de consumo de recursos computacionales y de tiempo de ejecución de las iteraciones.

# Capítulo 6

## Comparativa de los resultados obtenidos por los modelos ZF, MMSE\_C y MMSE\_C $\gamma$

Una vez analizados los resultados de cada uno de los modelos de estudio por separado, en este apartado se va a realizar una comparación de los resultados obtenidos por cada uno de los modelos para los diferentes casos de estudio analizados en el capítulo 5, de forma que se pueda analizar conjuntamente el comportamiento de cada modelo y así comprobar cuál de ellos obtiene mejores prestaciones.

Para lograr este objetivo, serán analizadas gráficas conjuntas de forma que sea fácil comparar las prestaciones que cada modelo introduce en el sistema en cuanto a eficiencia espectral se refiere.

A continuación, se muestran las gráficas correspondientes a cada caso de estudio para cada uno de los modelos, para realizar una posterior comparación entre ellas. Los apartados (a) y (b) de cada una de las gráficas se corresponden con la eficiencia espectral y la tasa media de bit por símbolo y por usuario respectivamente, para el modelo ZF. Los apartados (c) y (d), se corresponden también con la eficiencia espectral y la tasa media de bit por símbolo por usuario respectivamente, para el modelo MMSE\_C y ocurre lo mismo con los apartados (e) y (f) pero para el modelo MMSE\_C $\gamma$ .

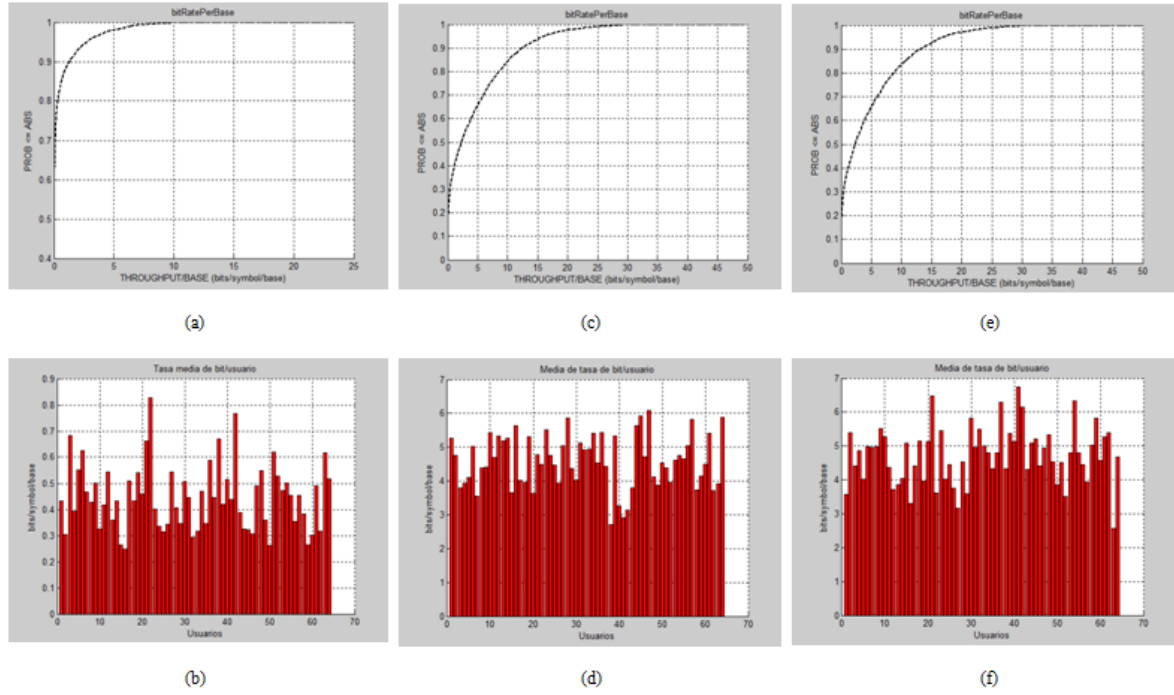


Figura 6.1. Gráfica comparativa de los resultados obtenidos en cuanto a eficiencia espectral y tasa media de bit para los modelos ZF, MMSE\_C y MMSE\_C $\gamma$  bajo el caso (1,1).

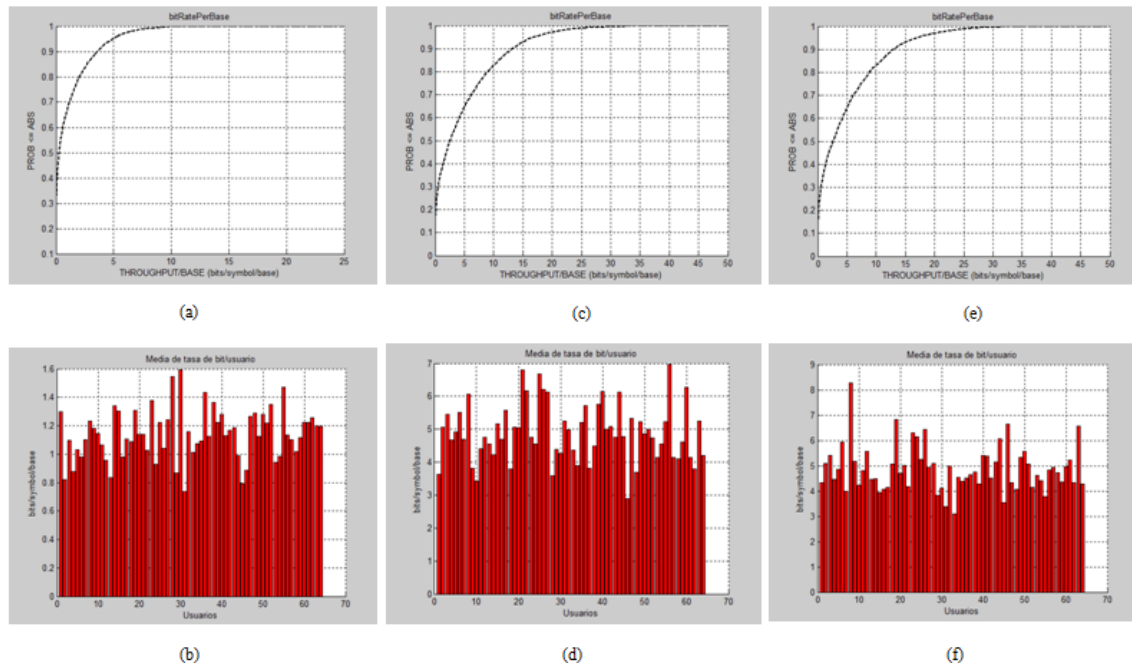


Figura 6.2. Gráfica comparativa de los resultados obtenidos en cuanto a eficiencia espectral y tasa media de bit para los modelos ZF, MMSE\_C y MMSE\_C $\gamma$  bajo el caso (2,1).

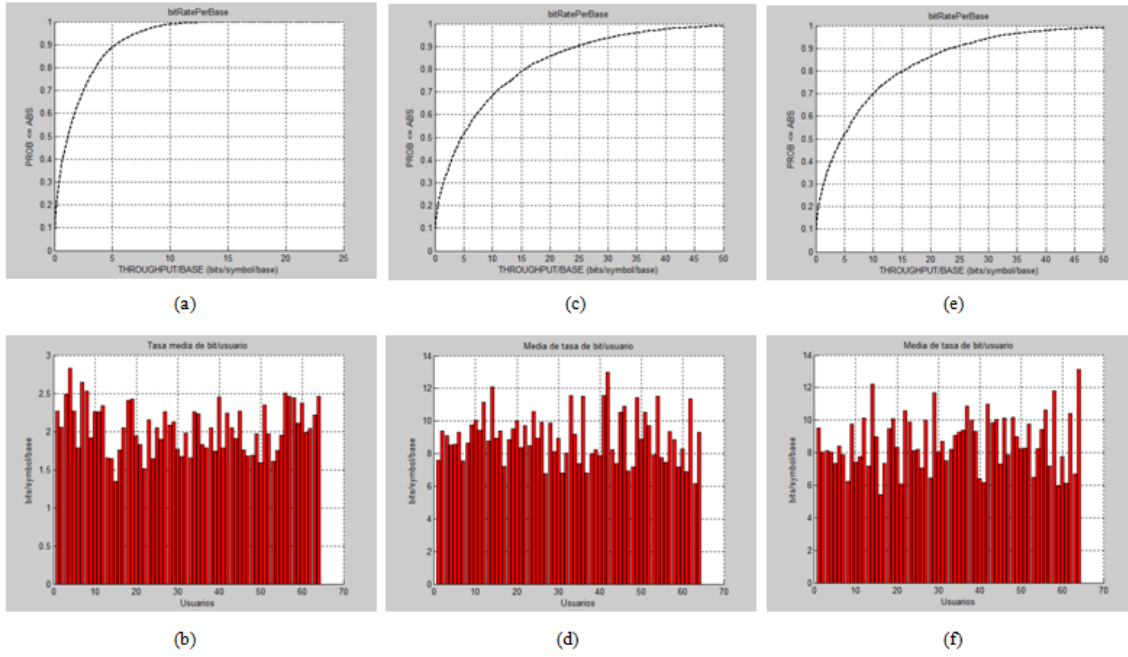


Figura 6.3. Gráfica comparativa de los resultados obtenidos en cuanto a eficiencia espectral y tasa media de bit para los modelos ZF, MMSE\_C y MMSE\_C $\gamma$  bajo el caso (3,2).

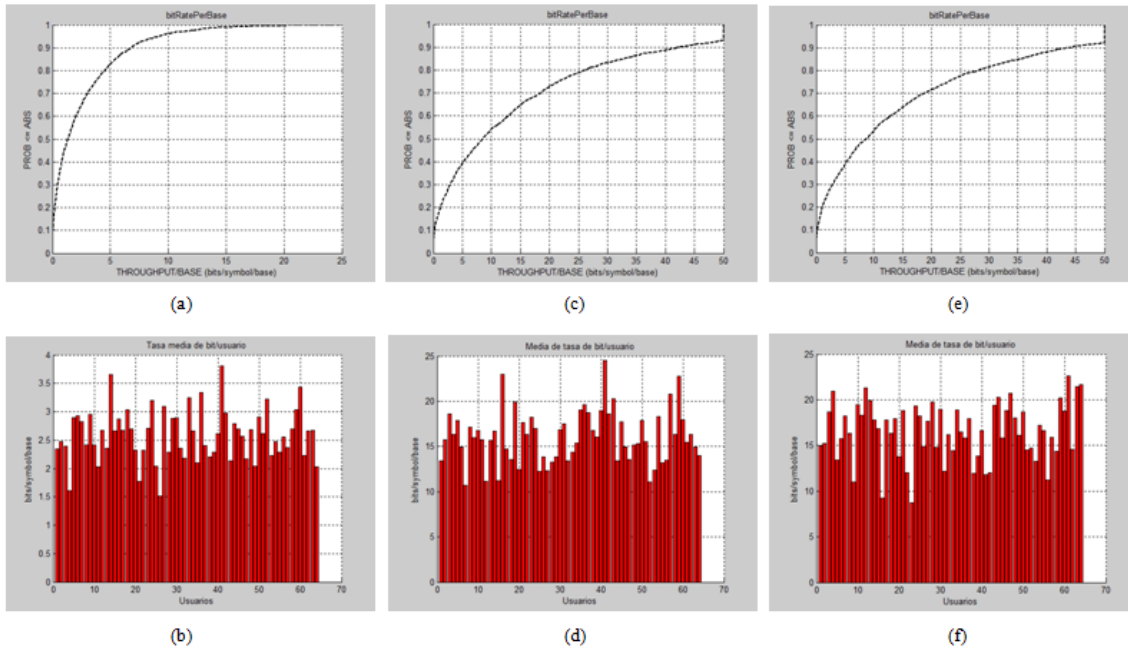


Figura 6.4. Gráfica comparativa de los resultados obtenidos en cuanto a eficiencia espectral y tasa media de bit para los modelos ZF, MMSE\_C y MMSE\_C $\gamma$  bajo el caso (4,4).

Como puede observarse en las gráficas anteriores, comprobamos cómo los modelos de precodificación lineal MMSE\_C y MMSE\_C $\gamma$ , basados en la reducción del error, obtienen mejores resultados en cuanto a eficiencia espectral y tasa media de bit por usuario, por lo que se deduce que son mejores modelos que el modelo de Forzado a Cero, a pesar de que el ZF tiene un buen rendimiento en el sistema debido a la eliminación de las interferencias.

Las diferencias en cuanto a eficiencia espectral obtenidas por el modelo ZF en comparación con los modelos MMSE\_C y MMSE\_C $\gamma$  son abrumadoras, y esto se traduce en las gráficas anteriores, pudiéndose observar, por ejemplo, como en la gráfica 6.1 (a) del modelo ZF para el caso (1,1), el sistema dispone de una tasa de 5 bits/símbolo o superior para aproximadamente un 2% o de los usuarios o menos, lo que supone que el 98% de los usuarios restantes están por debajo de esa tasa. Por el contrario, para los modelos MMSE\_C y MMSE\_C $\gamma$  representados por la gráfica 6.1 (c) y 6.1 (e) respectivamente, el sistema dispone de una tasa de 5 bits/símbolo como máximo para aproximadamente el 65% de los usuarios en el sistema, llegando a alcanzar tasas igual a superiores a 20-21 bits/símbolo para aproximadamente un 2-3% de los usuarios.

Esto sucede de igual forma para todos los casos de estudio, al aumentar el número de antenas en transmisión y recepción; el modelo ZF aumenta como es natural su tasa de bit/símbolo pero también lo hacen los modelos MMSE\_C y MMSE\_C $\gamma$  pero en mayor medida alcanzando tasas muy elevadas comparadas con el modelo ZF como se puede comprobar, por ejemplo, para el caso (4,4) en el que el modelo ZF consigue una tasa de 10 bits/símbolo para el 90% de los usuarios o menos y los modelos MMSE\_C y MMSE\_C $\gamma$  alcanzan una tasa aproximada de 45 bits/símbolo para ese mismo número de usuarios en el sistema o menos.

Los modelos MMSE\_C y MMSE\_C $\gamma$  se basan en el mismo principio de reducción de la potencia del error. Sin embargo el modelo MMSE\_C $\gamma$  emplea un algoritmo que utiliza una técnica de menor complejidad que el utilizado por el modelo MMSE\_C que necesitaba del cálculo de un parámetro  $\lambda$  por medio de un algoritmo iterativo de búsqueda, como se analizó con anterioridad en los apartados 3.3 y 3.4.

Atendiendo a las gráficas de este capítulo, los modelos MMSE\_C y MMSE\_C $\gamma$  presentan curvas prácticamente parejas, aunque podemos decir que el modelo MMSE\_C $\gamma$  introduce una leve mejora en cuanto a las tasas de bit por usuario con respecto al modelo MMSE\_C.

La tabla 6.1 muestra los valores reflejados en cuanto a tasa de bit media en el sistema para cada modelo y caso de estudio expresada en bits/símbolo y servirá para reforzar aún más lo expresado en párrafos anteriores.

	<b>Caso (1,1)</b>	<b>Caso (2,1)</b>	<b>Caso (3,2)</b>	<b>Caso (4,4)</b>
<b>Tasa media ZF</b>	0.2559	1.1395	1.9741	2.4305
<b>Tasa media MMSE_C</b>	4.5947	4.8867	9.0281	16.0520
<b>Tasa media MMSE_C<math>\gamma</math></b>	4.7296	4.9737	8.9646	16.5582
<b>Mejora MMSE_C - ZF</b>	4.3388	3.7472	7.0540	13.6215
<b>Mejora MMSE_C<math>\gamma</math> - ZF</b>	4.4737	3.8342	6.9905	14.1277

Tabla 6.1. Tabla comparativa de la tasa media obtenida por cada uno de los modelos para cada caso de estudio.

Uno de los mayores inconvenientes a la hora de implantar un modelo es el consumo de recursos de CPU y de tiempo que requieren los cálculos para obtener el conformado de haz. La tabla 6.2 recoge el consumo de recursos temporales requeridos por cada modelo y caso de estudio, y sirve de ayuda para la comparativa que se realiza en este capítulo. Hay que tener en cuenta que los valores que se obtienen en dicha tabla no corresponden a los valores de un modelo real, pues en los cálculos se incluyen la implementación del escenario (distribución de estaciones base, usuarios, cálculo de distancias, etc.). Los tiempos son obtenidos tras el procesamiento de los modelos en un ordenador portátil Packard Bell Intel Core 2 Duo P8600 2.40 GHz, de memoria RAM 4 GB. y sistema operativo de 32 bits.

	<b>Caso (1,1)</b>	<b>Caso (2,1)</b>	<b>Caso (3,2)</b>	<b>Caso (4,4)</b>
<b>Consumo de recursos ZF</b>	5 min. 3 seg.	5 min. 25 seg.	6 min. 1 seg.	7 min. 25 seg.
<b>Consumo de recursos MMSE_C</b>	5 min. 56 seg.	11 min. 25 seg.	18 min. 26 seg.	23 min 15 seg.
<b>Consumo de recursos MMSE_C<math>\gamma</math></b>	4 min. 58 seg.	5 min. 30 seg.	5 min. 44 seg.	6 min. 14 seg.

Tabla 6.2. Recursos temporales consumidos por cada uno de los modelos para cada caso de estudio.

Podemos observar como el modelo MMSE\_C presenta un consumo más elevado de recursos frente a los modelos ZF y MMSE\_C $\gamma$ . Esto se debe a que el modelo MMSE\_C implementa un algoritmo que introduce un mayor número de cálculos y mayor complejidad que los requeridos por los otros dos modelos, como se explicó en el apartado 3.3. Además al consumir más recursos temporales también consume más recursos de CPU y viceversa, debido al motivo descrito anteriormente.

Podemos decir entonces que en comparación con el modelo ZF, el modelo MMSE\_C emplea la utilización de un mayor número de recursos de CPU, lo cual se traduce en mayor tiempo de ejecución. Pero a pesar de emplear mayores recursos, es conveniente su utilización frente al modelo ZF analizado, ya que la diferencia en cuanto a tasas de bits/símbolo entre ambos modelos es bastante grande como se ha explicado anteriormente, de manera que se alcanzan mayores tasas de bit para el modelo MMSE\_C.

Comparando el modelo MMSE\_C con el MMSE\_C $\gamma$ , apenas existen grandes diferencias en cuanto a eficiencia espectral al aplicar un modelo u otro. La diferencia más importante la encontramos al analizar la tabla 6.2 donde comprobamos que el tiempo de computo necesitado por el modelo MMSE\_C $\gamma$  es bastante inferior al empleado por el modelo MMSE\_C, lo que conlleva que sea más conveniente el empleo del modelo MMSE\_C $\gamma$  frente al MMSE\_C, ya que la implementación de este primer modelo frente al segundo implica un ahorro en cuanto a recursos computacionales consumidos.

# Capítulo 7

## Conclusiones y líneas futuras

Una vez se han realizados las simulaciones de los diferentes modelos, se han analizado los resultados alcanzados con cada uno de ellos, y se ha realizado la posterior comparación de los resultados. En este capítulo se pretende mostrar las conclusiones de acuerdo con los objetivos marcados al principio del proyecto.

Podemos comenzar afirmando que el empleo de múltiples antenas en transmisión y recepción, lo que se conoce como sistemas MIMO, junto con la coordinación coherente por parte de las estaciones base consiguen alcanzar mejoras sustanciales en cuanto a eficiencia espectral se refiere respecto a sistemas de antena única, como se pudo comprobar en el capítulo 5 tras el estudio y la simulación de los modelos ZF, MMSE\_C y MMSE\_Cy para los casos multiantena (3,2) y (4,4).

Los modelos MMSE\_C y MMSE\_Cy alcanzan mejores resultados de eficiencia espectral respecto al modelo ZF. El criterio MMSE\_C analizado resulta más costoso computacionalmente que el modelo de Forzado a Cero ya que aunque se ahorra el cálculo de la pseudoinversa, en su lugar desarrolla un algoritmo que implica un elevado número de cálculos de mayor complejidad para obtener la matriz de pesos necesaria en transmisión. A pesar de consumir mayor número de recursos computacionales, alcanza una tasa de eficiencia espectral muy superior a la lograda por el modelo ZF. Sin embargo, el criterio MMSE\_Cy emplea una técnica más sencilla para lograr tasas de eficiencia espectral similares a las alcanzadas por el modelo MMSE\_C, por lo que conviene su utilización frente al anterior modelo, ya que para similares valores de eficiencia espectral, los recursos consumidos son muy inferiores.



Por tanto, realizando una comparativa de los modelos de estudio en el presente proyecto, el peor modelo de los tres es el ZF ya que a pesar de consumir relativamente pocos recursos computacionales, es el que peores tasas de bit alcanza. A este le sigue el modelo MMSE\_C ya que supera en creces las tasas de bit alcanzadas por el modelo ZF pero a un coste computacional bastante grande. Y por último, el modelo que mejores prestaciones ofrece es el modelo MMSE\_C $\gamma$  que alcanza tasas de bit similares, en ocasiones superiores a las obtenidas por el modelo MMSE\_C pero empleando un consumo de recursos computacionales relativamente bajo.

Los modelos analizados en el presente proyecto están basados en técnicas de precodificación lineal subóptimas. Modelos de precodificación no lineal o técnicas más complejas como la Codificación en Papel Sucio alcanzan teóricamente mejores resultados incrementándose aún más la tasa de bit, por lo que se propone el estudio de estos modelos en el futuro a pesar del coste importante de su implementación y su complejidad en el diseño.

Además se propone el estudio de los modelos ZF, MMSE\_C y MMSE\_C $\gamma$  para analizar bajo que SNR se cumple que el criterio MMSE converge al criterio ZF.

# Capítulo 8

## Presupuesto

En este apartado se pretende desglosar el presupuesto del proyecto. Para ello, será necesario analizar los recursos invertidos: costes de personal, costes del material, y costes adicionales, para aproximar el valor económico que conlleva la realización del presente proyecto.

El análisis de recursos consumidos comienza contabilizando las horas de trabajo dedicadas. Para ello, contabilizaremos las horas que he dedicado diariamente en media, aproximadamente 2 horas a lo largo de 15 meses y se contabilizaran económicamente por un salario aproximado de 6 euros/hora. Además, se tendrán en cuenta también las horas dedicadas por el tutor del proyecto (Ingeniera de Telecomunicaciones) 1 hora y media semanal valoradas aproximadamente en 18 euros/hora. Además, en el presupuesto final irán incluidos costes de material como el ordenador portátil y material de oficina. La elaboración de dicho presupuesto queda detallado en la siguiente tabla.

	<b>Horas</b>	<b>Salario(euros/hora)</b>	<b>Euros</b>
<b>Realizador</b>	900	6	5400
<b>Tutor</b>	72	18	1458
<b>Ordenador portátil</b>	-	-	850
<b>Material de oficina</b>	-	-	35
<b>Total</b>			7743

Tabla 7.1. Presupuesto según los recursos consumidos.

El presupuesto total de este proyecto asciende a la cantidad de SIETE MIL SETECIENTOS CUARENTA Y TRES EUROS.

Leganés a 31 de Enero de 2011

El ingeniero proyectista

# Referencias bibliográficas

- [1] E.Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, P. Arogyaswami y H. Vincent, “*MIMO Wireless Communications*”, Cambridge, 2007.
- [2] Gerard J. Foschini y Michael. J. Gans, “*On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas*”. Wireless Personal Communications, Enero 1998.
- [3] Viviane Molineros Guevara, “Modelamiento y simulación de sistemas MIMO”, Facultad de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones (FIEC), Escuela Superior Politécnica del Litoral (ESPOL), Guayaquil, Ecuador.
- [4] Yosia Hadisusanto, Lars Thiele, Volker Jungnickel. “*Distributed Base Station Cooperation via Block-Diagonalization and Dual-Decomposition*”. *Fraunhofer German- Sino Lab Mobile Communications (MCI), Proc. Of IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, New Orleans, USA, 30 Noviembre – 4 Diciembre, 2008.
- [5] Max H. M. Costa “*Writing on dirty paper*”, IEEE Transactions on Information Theory, Vol.9 NO.1 pp.19-31, 1980.
- [6] A.R. Kaye, D.A. George, y M. J. Eric, “*Analysis and Compensation of Bandpass Nonlinearities for Communications*,” *IEEE Trans. on Communications*, Vol.21, Octubre 1972.
- [7] W. van Etten, “*Synchronous digital transmission over multiple channel systems*”, PhD Tesis, *Eindhoven University of Technology*, Mayo 1976.
- [8] J.Winters, J. Salz y R. D. Gitlin “*The Capacity Increase of Wireless Communication Systems with Antenna Diversity*”, *Proc. of the Princeton Conference on Information Science and Systems*, Marzo 1992.
- [9] J.Winters, J. Salz y R. D. Gitlin “*The Impact of Antenna Diversity on the Capacity of Wireless Communication Systems*”), *IEEE Trans. on Communications*, Abril 1994.
- [10] A.Paulraj y T.Kailath, “*Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission /directional reception*”. U. S. Patet 5, 345, 599, 1994.
- [11] G. J. Foschini “*Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas*” *Bell Labs. Tech. J.*, 1 (2): 41-59, 1996.
- [12] <http://www.edicionsupc.es/ftppublic/pdfmostra/TL03204M.pdf>. Fecha de consulta: Noviembre 2010.

- [13] <http://www.revistaciencias.com/publicaciones/EpZyEkkuVlwXnCdrUU.php>. Fecha de consulta: Noviembre 2010.
- [14] <http://www.neoteo.com/4g-la-cuarta-generacion-de-sistemas-de-neo>. Fecha de consulta: Noviembre 2010.
- [15] [http://dspace.ups.edu.ec/bitstream/123456789/421/3/Cap1\\_Analisis\\_tecnico\\_de\\_der\\_vicios\\_adecionales\\_de\\_tecnología\\_LTE\\_sobre\\_Sistemas\\_Moviles\\_de\\_4G.pdf](http://dspace.ups.edu.ec/bitstream/123456789/421/3/Cap1_Analisis_tecnico_de_der_vicios_adecionales_de_tecnología_LTE_sobre_Sistemas_Moviles_de_4G.pdf). Fecha de consulta: Noviembre 2010.
- [16] Shuangqing Wei, Dennis L. Goeckel, y Matthew C. Valenti, “*Asynchronous Cooperative Diversity*” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 5, NO. 6, Junio 2006.
- [17] Andrew Sendonaris, Elza Erkip y Behnaam Aazhang “*User Cooperation Diversity Part I: System Description*” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol.51, NO.11, 11, Noviembre 2003.
- [18] Renzo Mare, “Introducción a la telefonía celular, tecnologías de banda angosta” Universidad Nacional de Rosario, facultad de ciencias exactas, ingeniería y agrimensura, 2003.
- [19] [http://catarina.udlap.mx/u\\_dl\\_a/tales/documentos/lem/hernandez\\_c\\_a/capitulo1.pdf](http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/hernandez_c_a/capitulo1.pdf). Fecha de consulta: Diciembre 2010.
- [20] José Antonio Martínez Cano, “Estudio Teórico Experimental de un Sistema Distribuido MIMO en la Banda de Frecuencias de WIFI”, Proyecto Fin de Carrera, Escuela técnica de Ingeniería de Telecomunicación, Universidad de Cartagena, Diciembre 2006.
- [21] Oscar I. Pérez Navarro, “Coordinación de múltiples antenas en redes celulares para alcanzar una alta eficiencia espectral”, Proyecto Fin de Carrera, Escuela Politécnica Superior, Universidad Carlos III de Madrid, 2008.
- [22] Bertoni, Henry L. “*Radio propagation for modern wireless systems*”, New Jersey: Prentice Hall, 2000.
- [23] Alexis Alfredo Dowhuszko, “Teoría de la Transmisión de Información sobre Canales MIMO Inalámbricos con Múltiples Usuarios”, Tesis Doctoral en Ciencias de la Ingeniería, Universidad Nacional de Córdoba, Argentina, Marzo 2010.
- [24] Jaime Barzola, Franklin Guailacela “Simulación de Sistemas MIMO Multi-usuario vía procesamiento de señales: Diagonalización de bloques” Facultad de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones (FIEC), Escuela Superior Politécnica del Litoral (ESPOL), Guayaquil, Ecuador.
- [25] Matilde P. Sanchez Fernandez, Ana Pérez Neira “*Canonical coordinates for a MMSE- based transmit strategy in Multiuser MIMO system*”, Documento interno, Diciembre 2007.

[26] Quentin H. Spencer, A. Lee Swindlehurst, y Martin Haardt, “*Zero Forcing Methods for Downlink Spatial Multiplexing in Multiuser MIMO Channels*”, *IEEE Transactions on signal procesing*, Vol.52, NO.2, p.261-271, Febrero 2004.